ELEMENTI DI RADIOTECNICA

m. miceli

Elettrotecnica - Radiotecnica
Transistori - Trasmissione SSB - A_1 - A_3
Ricevitori - Propagazione

in 650 argomenti con 270 illustrazioni

Edizioni A.R.I. 1973

ELEMENTI
di
RADIOTECNICA

IN COPERTINA: « L'oscillogramma della vocale "a" con durata di 160 millisecondi, mostra con evidenza come l'andamento del parlato sia ben diverso dalla forma sinoidale ».

m. miceli

ELEMENTI
DI
RADIOTECNICA

Associazione Radiotecnica Italiana
Via Domenico Scarlatti, 31 - Milano 20124

PRESENTAZIONE

Dopo il lusinghiero successo della prima e della seconda edizione, pubblichiamo in terza edizione « Elementi di Radiotecnica » completamente rinnovato ed aggiornato allo stato del radiantismo degli anni sessanta.

Il volume, nato dall'idea di un vecchio OM — I 1 SN — sotto forma di questionario, allo scopo di servire da guida agli esami di idoneità per il conseguimento della patente di radiooperatore di stazione di radioamatore, si è andato via via arricchendo di nozioni non strettamente necessarie per l'esame, ma utili per l'attività radiantistica.

Le domande sono molto più numerose di quelle richieste dall'esame e le abbiamo aggiunte di proposito per rispondere anche alle domande che l' OM si pone quando è davanti al suo « baracchino ».

Uno degli scopi è stato poi di mettere l' OM, il quale è per definizione un individuo che dell'elettronica non fa la sua professione, nelle condizioni di conoscere, almeno di nome e nei principi generali, molto di quanto è stato fatto in questi anni « per il progresso dell'arte »; ciò dovrebbe porlo in condizione di non spalancare gli occhi meravigliato ed annichilito, per quanto potrà leggere o sentir dire entro qualche anno.

Proprio per questo motivo abbiamo dedicato parecchie pagine ai semiconduttori e loro applicazioni; in quel campo le sorprese sono continue, spesso non si tratta di novità sensazionali, ma solo di brillanti applicazioni di « idee » maturate alcuni anni addietro. Ne sono un esempio i FET, scoperti anni fa, ma che solo ora ci assalgono con le loro strepitose affermazioni (a prezzi convenienti) oppure i SCR che abbracciano le prestazioni del tyratron e quelle dell'amplificatore magnetico, migliorandole entrambe.

Siamo convinti che nel giro di qualche anno la maggior parte degli OM sarà convertita ai transistori, almeno per quanto riguarda le parti accessorie, come d'altronde siamo convinti che, sebbene il « solid state » abbia già lanciato la sfida ai tubi per microonde, per molti anni ancora gli stadi di ingresso dei ricevitori radiantistici e parte dei trasmettitori rimarranno a tubi.

Abbiamo parlato solo di antenne elementari, perché il trattare i complessi problemi delle direttive, delle multibanda ecc., esorbitava dai nostri scopi.

Circa la modulazione, sebbene convinti assertori della SSB, come unico mezzo per sfruttare meglio le potenze legali entro i limiti ammessi dalle tre classi di licenza, abbiamo trattato i metodi classici, escludendo ovviamente quelli « strani o cervellotici » che di tanto in tanto compaiono sui periodici.

La materia, vasta di per sé, è stata resa più accettabile ai « non esperti » mantenendo la forma viva e facilmente accessibile delle « domande e risposte ».

Il volume è dedicato non solo agli OM, ma a tutti i tecnici, studiosi, radioriparatori ecc., che desiderano una risposta su argomenti attuali senza dover consultare diversi volumi. Il vostro consenso ci renderà felici.

ABBREVIAZIONI E SIMBOLI

A_1 . . . . radiotelegrafia
A_3 . . . . radiofonia con modulazione d'ampiezza
A_{3a} . . . . radiofonia a banda laterale unica (SSB)
A . . . . ampere oppure anodo
AF . . . . Alta frequenza
AM . . . . Modulazione di ampiezza
AT . . . . Alta tensione
B . . . . bel oppure induzione magnetica
BF . . . . Bassa frequenza
BT . . . . Bassa tensione
C . . . . Capacità, condensatore, oppure coulomb
c.a. . . . . Corrente alternata
c.c. . . . . Corrente continua
CAG . . . . Controllo automatico del guadagno
Hz . . . . hertz (periodi al secondo)
CW . . . . radiotelegrafia
dB . . . . decibel
d.d.p . . . . differenza di potenziale
E . . . . f.e.m. continua - tensione
e . . . . f.e.m. alternata
ED . . . . elettrodinamico
EM . . . . elettromagnetico
ES . . . . elettrostatico
F . . . . farad oppure filamento
f . . . . frequenza
FI . . . . frequenza intermedia
f.e.m. . . . . forza elettromotrice
FM . . . . modulazione di frequenza
f.m.m. . . . . forza magnetomotrice
FOT . . . . frequenza ottima di lavoro
G . . . . conduttanza oppure griglia
Gm . . . . conduttanza mutua
GS . . . . griglia schermo
H . . . . henry oppure intensità del campo magnetico
I . . . . corrente (intensità)

K . . . . catodo oppure costante dielettrica

k . . . . coefficiente di accoppiamento

kHz . . . . chilohertz (= 1000 Hz)

kW . . . . chilowatt

L . . . . induttanza

M . . . . induttanza mutua

mA . . . . milliampere

MHz . . . . Megahertz (= 1 000 000 Hz)

MFU . . . . Massima frequenza usabile

mH . . . . millihenry

M ohm (MΩ) . . . . megaohm

mV . . . . millivolt

mW . . . . milliwatt

μF . . . . microfarad

μH . . . . microhenry

μV . . . . microvolt

μμF . . . . micromicrofarad

N . . . . numero di spire

n . . . . rapporto di trasformazione

Ω . . . . ohm

P . . . . placca

PA . . . . stadio amplificatore finale

pF . . . . picofarad

Q . . . . fattore di merito oppure quantità di elettricità

R . . . . resistenza oppure resistore

RF . . . . radio frequenza

S . . . . riluttanza

SSB . . . . Single Sideband (banda laterale unica)

T . . . . periodo

V . . . . volt - differenza di potenziale

W . . . . watt, lavoro

X . . . . reattanza

Z . . . . impedenza

Zo . . . . impedenza caratteristica

G . . . . giga = miliardo = 10^9

M . . . . mega = milione = 10^6

K . . . . chilo = mille = 10^3

m . . . . milli = millesima parte = 10^{-3}

μ . . . . micro = milionesima parte = 10^{-6}

n . . . . nano = miliardesima parte = 10^{-9}

p . . . . pico = millesimo di miliardesimo = 10^{-12}

LETTERE GRECHE PIU' USATE

Lettera	Pronuncia	Significati
α	alfa	accelerazione angolare; coefficiente d'attenuazione; coefficiente di amplificazione dei transistori; coefficiente di temperatura
δ	delta	differenza; incrementale; coefficiente di smorzamento; angolo di perdita nei condensatori
ε	epsilon	costante dielettrica
η	eta	rendimento
λ	lambda	lunghezza d'onda
μ	mu	micro; permeabilità; coefficiente di amplificazione dei tubi
π	pi greco	coefficiente vettoriale; rapporto della circonferenza al diametro del cerchio : 3,14; circuito volano anodico trasformatore d'impedenze
τ	tau	costante di tempo
φ	fi	angolo di fase; flusso magnetico
ω	omega	velocità angolare; pulsazione : $2 \pi f$
Ω	omega	unità di resistenza: ohm

INDICE

PARTE PRIMA

ELETTROTECNICA

Che cos'è la carica elettrica.

La carica elettrica è un agglomerato di quantità elementari: se ne distinguono due specie e precisamente, una positiva ed una negativa. I materiali cattivi conduttori possono assumere una carica elettrica (ad esempio) mediante sfregamento. La carica elettrica di un corpo può essere dovuta a difetto od eccesso di elettroni: il difetto di elettroni dà origine a carica positiva; l'eccesso, a carica negativa.

Che cosa si intende per campo elettrico.

Le azioni meccaniche che si manifestano fra due corpi elettrizzati (cioè forniti di cariche elettriche) creano fenomeni di attrazione e di repulsione nello spazio circostante. Pertanto, per campo elettrico si intende un assetto speciale di « deformazione » assunto dallo spazio in presenza di cariche elettriche; tale assetto permette appunto il manifestarsi di azioni a distanza.

Possiamo quindi, dire che i corpi carichi di elettricità producono intorno a sè un campo elettrico (meglio elettrostatico, perchè si tratta di cariche in quiete), nel quale si esercitano azioni meccaniche.

Cos'è lo jone.

Lo jone è una particella di materia che ha assunto una carica elettrica. Un atomo che perde uno dei suoi elettroni diviene, ad esempio, uno jone positivo.

Che cosa si intende per d. d. p. (differenza di potenziale).

Per d.d.p. si intende la differenza di carica fra due corpi. Maggiore è la differenza di carica fra un corpo e l'altro e maggiore è la d.d.p., la quale si esprime in volt. Questo potenziale esercita una specie di pressione elettrica o forza, che prende anche il nome di f.e.m. Non è necessario avere fra due corpi quantità di carica diversa per stabilire una d.d.p. Uno, per esempio, può essere carico di elettricità positiva e l'altro di negativa. Se i due corpi sono carichi di elettricità dello stesso nome, quello che ha la carica più debole assume, in questo caso, un valore positivo rispetto all'altro, in quanto ha un numero minore di elettroni in eccesso. In questo caso, si dice che la polarità relativa è positiva.

Ad una maggiore d.d.p. corrisponde un più intenso campo elettrostatico fra i due corpi carichi.

F. e m. e sua unità di misura.

La d.d.p. misurata ai morsetti di generatore elettrico prende il nome di f.e.m. - Per tale ragione, i generatori elettrici prendono il nome di sorgenti di f.e.m. - Caratteristica fondamentale di una sorgente di f.e.m. è quella di provocare una corrente in un circuito elettrico ai cui estremi essa venga applicata.

Le sorgenti di f.e.m. possono essere chimiche, meccaniche o termiche. La f.e.m. si esprime in volt e la misura di questa unità viene eseguita mediante un apparecchio chiamato voltmetro.

Che cos'è un condensatore elettrico.

Il condensatore elettrico è un apparecchio elettrostatico, costituito da due corpi metallici isolati, mediante la interposizione di un dielettrico. Le parti metalliche prendono il nome di armature e, quando esse sono sede di cariche elettriche, si crea una differenza di potenziale, con immagazzinamento di energia. Lo spazio interposto fra le due armature ossia il dielettrico del condensatore, è sede di un campo elettrico. In pratica, i condensatori assumono le forme più svariate, ma si dividono in due grandi categorie: fissi e variabili.

Nei primi, la posizione relativa delle armature è costante; nei secondi, può essere mutata a piacimento. I condensatori fissi, a seconda della natura del dielettri-

co, prendono il nome di: a mica, a carta, ceramici, elettrolitici, ad aria, allo styroflex, al tantalio, ecc.

I condensatori variabili più comuni possono essere con dielettrico ad aria, a mica od a ceramica.

Che cos'è la corrente elettrica continua.

Chiudendo i morsetti di una sorgente di f.e.m. attraverso un circuito, si stabilisce in quest'ultimo un flusso di cariche elettriche, che prende il nome di corrente. Se l'intensità ed il senso sono costanti, tale flusso prende il nome di corrente continua. I generatori chimici (pile, accumulatori) e quelli termici (coppie termoelettriche), danno sempre origine a correnti continue.

Qual'è l'unità di misura della corrente.

Poichè la corrente elettrica non è altro che il passaggio di cariche in un conduttore, si può idealmente dire che la sua unità di misura è data dal numero delle cariche, che attraversano un punto di un conduttore in un secondo.

In pratica, per realizzare un apparecchio di misura, ci si avvale dei fenomeni magnetici o termici. L'unità di misura della corrente elettrica è l'ampere, la cui entità è definita ricorrendo all'effetto chimico. Secondo esso una corrente di una certa intensità, attraversando una soluzione di nitrato di argento, in determinate condizioni, deposita milligrammi 1,118 di argento al secondo, il che corrisponde al passaggio di un coulomb al secondo.

In radio, si usa più comunemente il milliampere (mA), che corrisponde a $\frac{1}{1.000}$ di ampere.

Gli strumenti di misura più usati prendono il nome di amperometri o milliamperometri, a seconda della loro sensiblità. Esistono anche strumenti molto sensibili detti microamperometri, che sono in grado di segnalare correnti di qualche microampere, ossia di qualche milionesimo di ampere; per usi speciali e scientifici si impiegano anche « galvanometri » di estrema sensibilità.

Che cos'è la capacità elettrica.

Per capacità elettrica si intende il rapporto della quantità di elettricità immagazzinata da un condensatore, al potenziale fra le sue armature, secondo la relazione:

$$C = \frac{Q}{V}$$

dove Q = quantità di elettricità

Quindi la capacità rappresenta l'attitudine di un condensatore ad immagazzinare elettricità.

Qual'è l'unità di misura della capacità.

Quando la quantità di elettricità Q è espressa in coulomb e la d.d.p. in volt, la capacità C si esprime in farad.

In pratica, rappresentando il farad una unità molto grande, si adottano i suoi sottomultipli, tra i quali i più comuni sono il microfarad (= 10^{-6}, cioè $\frac{1}{1.000.000}$ di farad) ed il picofarad (= 10^{-6} microfarad).

I condensatori dei circuiti a r.f. sono in genere nell'ordine dei picofarad. Quelli dei circuiti di b.f. e di alimentazione sono in genere nell'ordine dei μF.

I condensatori variabili sono tali, in quanto permettono di variare la capacità, operazione che può essere ottenuta allontanando le armature, oppure variandone la posizione angolare.

Legge di Ohm.

In un conduttore elettrico, per avere un passaggio di corrente, occorre che ai suoi estremi si stabilisca una d.d.p.; alla stessa

guisa in cui non si può avere una corrente idrica in una tubazione quando non vi sia una certa differenza di livello.

La legge di Ohm dice:

« Il rapporto tra la d.d.p. agli estremi di un dato conduttore e l'intensità della corrente che lo percorre, è costante ».

Tale rapporto, che varia a seconda della natura e della lunghezza del conduttore, prende il nome di resistenza:

$$\frac{V}{I} = R$$

Cos'è la resistenza elettrica.

In ogni conduttore metallico, per la legge di Ohm, la corrente che scorre è direttamente proporzionale alla f.e.m. applicata. La resistenza del conduttore si esprime in ohm ed è determinata dal materiale che lo costituisce e dalla sua temperatura. Tale resistenza è pure direttamente proporzionale alla lunghezza del conduttore ed è inversamene proporzionale alla sua sezione.

Se la temperatura è costante, la resistenza di un conduttore è data dalla seguente relazione:

$$R = k \frac{L}{S}$$

dove R è la resistenza; k è la costante che tiene conto della natura del conduttore (resistività o resistenza specifica): L è la lunghezza del filo ed S la sezione.

La relazione di cui sopra è valida solo per le correnti continue e per le correnti alternate a bassa frequenza. La resistività si esprime comunemente in $\frac{\text{ohm} \times \text{mm}^2}{\text{m}}$.

Per i conduttori più comuni:

Argento 0,016 - Rame 0,018 - Alluminio 0,028 - Costantana 0,49 - Ferro-nichel 0,85 - Nichel-cromo 0,9 - Grafite 2.

La costantana, il ferro-nichel, il nichelcromo e la grafite rappresentano materiali ad alta resistività, da impiegarsi nella costruzione dei resistori.

I resistori, detti comunemente resistenze, sono organi aventi una resistenza elettrica prestabilita e vengono impiegati in elettricità ed in radio nelle più svariate maniere. Essi possono essere fissi e regolabili. Il loro impiego più comune è quello di produrre una caduta di tensione nel circuito in cui vengono inseriti.

Unità di misura della resistenza.

L'unità di misura della resistenza è l'ohm.

I multipli di uso più comune sono il kilo-ohm (kΩ), pari a 1.000 ed il megaohm (MΩ) = 1.000.000, cioè 10^6.

Effetti della corrente.

Il passaggio della corrente elettrica non si rileva direttamente, ma si intuisce per i fenomeni che produce. Essi sono:

a) Effetto fisiologico, cioè una speciale contrazione muscolare, detta scossa elettrica, che si manifesta in tutti gli organismi viventi.

b) Effetto termico: la corrente elettrica produce sempre un certo riscaldamento, che può giungere a portare il conduttore all'incandescenza.

c) Effetto chimico: la corrente elettrica scompone, nell'attraversarla, ogni soluzione acida, basica o salina.

d) Effetto magnetico: intorno ad un conduttore percorso da corrente, si crea un campo magnetico rivelato dalla brusca deviazione dell'ago di una bussola. L'ago devia dalla normale posizione disponendosi in croce rispetto al conduttore e gira in un senso o nell'altro, a seconda della direzione della corrente.

Qual'è il reciproco di resistenza.

Il reciproco è la conduttanza, che si misura in mho oppure siemens.

Un circuito ad alta conduttanza ha, ovviamente, una bassa resistenza.

Quanta corrente può circolare in un resistore da 10.000 ohm, 25 watt, senza danneggiarlo?

La massima corrente che può circolare è di 50 mA, infatti per la legge di Joule $W = I^2 R$

$$I^2 = W : R = 25 \text{ W} : 10.000 \text{ ohm}$$

$$\text{e quindi } I = \sqrt{\frac{25}{10.000}} = \sqrt{\frac{25}{10^4}} =$$

$$= 5 \cdot 10^{-2} = 0,05 \text{ A} = 50 \text{ mA}$$

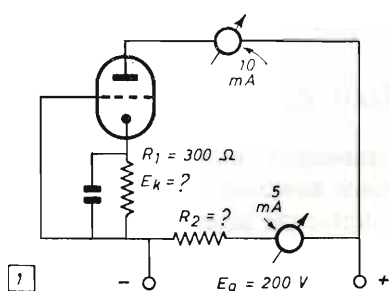



Fig. 1

Trovare il valore della tensione di polarizzazione e quello della resistenza R_2 (figura 1).

Il valore della polarizzazione è di 3 volt. Infatti, essendo il tubo in classe A, si ha solo corrente di placca e quindi la corrente del catodo è uguale a quella anodica.

Pertanto dalla legge di Ohm abbiamo:

$$E_k = \frac{10 \times 300}{1000} = 3 \text{ V}$$

La resistenza R_2 si ricava con la stessa legge. Infatti:

$$R_2 = \frac{200 \text{ V}}{5 \cdot 10^{-3} \text{ A}} = \frac{200 \cdot 10^3}{5} = 40.000 \text{ ohm.}$$

Cos'è la costante di tempo di un circuito.

Così è definito il prodotto tra la resistenza e la capacità di un circuito in cui un resistore ed una capacità sono poste in serie. La costante di tempo (in secondi) è espressa dalla seguente formula:

$$T = R \cdot C$$

T, in secondi; R in megaohm e C in microfarad.

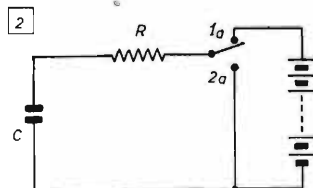



Fig. 2

T rappresenta il tempo necessario per caricare C al 63% della tensione fornita dal generatore nella prima operazione (1^a) di fig. 2.

Nella scarica, seconda operazione di fig. 2 (2^a), T rappresenta il tempo necessario per far cadere la tensione ai capi di C al 37% del suo valore di carica.

La « risposta » dei rivelatori a diodo e degli amplificatori a resistenze e capacità dipende grandemente dalla costante di tempo della combinazione RC.

Che cos'è la potenza di una corrente elettrica.

Una corrente di 1 A, che scorre in un conduttore alle cui estremità è la d.d.p. di 1 V produce, in un secondo, il lavoro di 1 joule. La potenza è rappresentata dal lavoro eseguito in un secondo. Perciò la relazione che esprime la potenza risulta essere la seguente:

$$P = V \times I$$

La potenza elettrica prende il nome di watt. Il suo multiplo più comune è il kW = 1.000 W. In radio, l'energia che non viene impiegata per la generazione di correnti ad alta frequenza, viene dissipata sotto forma di calore e pertanto è molto importante conoscere la potenza che i vari organi costituenti un apparato radio possono dissipare senza raggiungere una temperatura troppo elevata, che produrrebbe alterazioni permanenti.

La potenza dissipata sotto forma di calore, oltre che secondo la formula: $W = V \cdot I$, può essere espressa anche con la relazione

$$W = RI^2$$

Questa relazione è molto importante specialmente per ciò che riguarda i resistori e la misura della potenza utile data da un apparato radio-elettrico e dissipata su un carico resistivo. Deriva da questa legge anche l'altra relazione generalmente impiegata:

$$W = \frac{V^2}{R}$$

Parlate dell'effetto chimico della corrente.

La corrente elettrica è in grado di attraversare delle soluzioni di acqua contenente acidi o sali. Questo fenomeno si dice di conduzione nei liquidi. Durante il suo passaggio nella soluzione la corrente continua produce fenomeni chimici. Ad esempio, attraversando una soluzione composta di acqua, in cui sia disciolto del sale da cucina (cloruro di sodio) avvengono delle reazioni, per cui l'acqua si decompone nei suoi costituenti gassosi: idrogeno ed ossigeno.

Le particelle di sodio e cloro, dette rispettivamente jone positivo e jone negativo, si portano agli elettrodi di polarità opposta. L'energia che produce questa reazione viene fornita dal generatore e si può facilmente rilevare che la corrente che scorre in una determinata direzione è direttamente proporzionale alla d.d.p. fra gli elettrodi.

Pile.

La semplice immersione di due elettrodi di metallo diverso, in una qualsiasi soluzione chimica, è in grado di produrre una d.d.p. fra i due elettrodi, e, ove si colleghino le estremità di questi mediante un conduttore metallico, si avrà un passaggio di corrente.

Tale complesso prende il nome di pila ed in essa si ha una trasformazione dell'energia chimica in elettrica. La prima pila si deve a Volta che impiegò acqua acidulata ed elettrodi costituiti da rame e zinco. In essa si stabiliva una d.d.p. per effetto delle reazioni chimiche tra il rame e lo zinco. L'elettrolita, durante il funzionamento della pila, ha infatti la proprietà di sottrarre cariche positive allo zinco e di cederle al rame, cosicchè il rame risulterà sempre più positivo dello zinco.

Le pile più impiegate sono quelle cosidette a secco, in cui l'elettrolita è sotto forma di pasta. In esse, il polo positivo è costituito da una bacchetta di carbone, mentre la custodia di zinco rappresenta il polo negativo. Nelle pile comunemente impiegate, viene aggiunta una certa quantità di biossido di manganese, che agisce da depolarizzante. Questo genere di pila dà una f.e.m. di 1,5 V, mentre la corrente che può fornire per un tempo più o meno lungo dipende dalla superficie degli elettrodi e quindi dalla dimensione e dal peso della pila stessa. In radio, si usano generalmente due tipi di pile: una, di grande capacità e della tensione di 1,5 V (che viene impiepiegata per l'accensione dei tubi elettronici) ed un'altra di piccola capacità (ma costituita da tanti elementi di pila isolati fra di loro e collegati in serie), che è in grado di fornire tensioni dell'ordine di 45, 90 oppure 135 V, necessari per l'alimentazione anodica dei tubi elettronici.

Accumulatori.

Nella pila, l'energia elettrica si ottiene mediante trasformazione dell'energia chimica. L'accumulatore elettrico, visto nella maniera più elementare, altro non è che una pila in cui le reazioni chimiche ed elettriche sono reversibili. In altre parole, facendo passare una corrente elettrica attraverso l'elettrolita, si produce una reazione chimica che, al cessare del passaggio della corrente elettrica, continua per un tempo più o meno lungo, finchè il complesso non è tornato allo stato di quiete originale. Durante questo secondo periodo, agli elettrodi compare una d.d.p. che può venire impiegata. Il primo periodo, quello cioè, in cui la corrente passa at-

traverso il complesso, dicesi di carica; il successivo, di scarica.

La d.d.p. disponibile ai capi è da 1,2 a 2 V, a seconda del tipo impiegato. In quelli al piombo è di 2 V; in quelli al ferro-nichel, di 1,2 V.

La corrente che può venire immagazzinata in un accumulatore dipende dalla superficie degli elettrodi: ove siano necessarie tensioni maggiori di 2 V, si prevede il collegamento in serie di vari elementi, mentre per aumentare la corrente erogata si deve eseguire il collegamento in parallelo.

Gli accumulatori più usati sono quelli in cui gli elettrodi sono costituiti da una piastra positiva di perossido di piombo e da una negativa di piombo spugnoso, immersi in una soluzione di acido solforico e di acqua distillata. La f.e.m. disponibile è di 2,1 V, quando la batteria è carica e di 1,7 V quando è terminata la scarica.

La scarica prolungata a fondo, rende l'accumulatore inservibile in breve tempo. Infatti in tal caso, sulle piastre si depone il solfato di piombo, che, essendo un'isolante, rende impossibile la ricarica. La soluzione acida ha una certa densità e varia a seconda dello stato di carica o scarica dell'accumulatore. Per verificare lo stato di carica di un accumulatore, si usa un densimetro a galleggiante che indica il grado di densità della soluzione. La densità da 1,28 ad 1,30 indica lo stato di carica, mentre una maggiore immersione del galleggiante, che segni la densità da 1,17 ad 1,15, indica la scarica. La capacità di un accumulatore si esprime in amperora, ossia il numero di A che può fornire un dato tempo (in genere 10 ore). Quindi una batteria tipo normale da 60 A sarà in grado di erogare una corrente di circa 6 A per 10 ore o di 0,6 A per 100 ore. Essa, però, mal sopporterebbe una scarica rapida di 60 A poichè tale genere di scarica la condurrebbe a distruzione in breve tempo.

Il rendimento di un accumulatore al piombo si aggira dall'80 al 95%.

Accumulatori al ferro-nichel.

L'accumulatore al piombo, benchè di larghissimo uso, presenta gravi inconvenienti, quali il peso notevole, la bassa resistenza agli urti ed alle sollecitazioni e la facilità di avaria. Esso richiede peraltro una continua manutenzione. Gli accumulatori al ferro-nichel sono più leggeri e più robusti, ma, per contro, hanno un costo molto più elevato. Le piastre sono costituite da un telaio di ferro, che sorregge delle custodie di acciaio perforato, riempite di ossido di ferro o di cadmio: elettrodo negativo e di ossido di nichel: elettrodo positivo.

La tensione di scarica è di circa 1,2 V.

La soluzione è alcalina, costituita da potassa o da litio.

Il rendimento è dall'80% al 90%.

ELETTROMAGNETISMO

Il campo magnetico.

Un magnete permanente, od un filo percorso da corrente elettrica, possono attrarre a qualche distanza della limatura di ferro o far muovere l'ago magnetizzato di una bussola.

Lo spazio nel quale avvengono questi fenomeni prende il nome di campo magnetico: questo può venir reso visibile mediante della limatura di ferro posta su un cartoncino. Naturalmente, come nel caso del campo elettrostatico, le linee di forza del campo elettromagnetico non esistono in realtà, ma rappresentano soltanto un metodo comodo per illustrare le forze di attrazione e repulsione. Le forze che agiscono nel campo magnetico sono analoghe a quelle del campo elettrostatico, così alla polarità positiva e negativa corrispondono le polarità Nord e Sud del campo magnetico. Le polarità di egual nome si respingono e quelle di nome contrario si attraggono.

Induzione magnetica.

Quando una sbarra di ferro non magnetizzata viene posta nel campo magnetico, le molecole di essa tendono ad orientarsi

e pertanto la parte del ferro che trovasi presso il polo Nord assume una polarità Sud, mentre dall'altra estremità si ha l'insorgere di una polarità di segno contrario. Allontanando la sbarra di ferro dal campo magnetico, nella maggior parte dei casi, le molecole rimangono orientate per un certo tempo e quindi, per un certo tempo, rimangono le polarità Nord e Sud. Quindi, la sbarra stessa è divenuta un magnete. Questa operazione chiamasi magnetizzazione per induzione.

Il campo magnetico di una corrente elettrica.

Gli elettroni che circolano in un conduttore rettilineo producono intorno ad esso un campo magnetico. Le linee di forza, in questo caso, circondano il filo percorso dalla corrente a mo' di anelli.

Cosa è la forza magnetomotrice.

La forza che produce il campo magnetico prende il nome di forza magnetomotrice. Maggiore è la f.m.m. più intenso è il campo magnetico; ossia maggiore è il numero delle linee di forza nella superficie unitaria.

Quando il filo percorso da corrente è avvolto a spirale, il flusso magnetico rimane concentrato, invece di disperdersi in un vasto spazio e la f.m.m. in questo caso, è proporzionale oltre che alla corrente, anche al numero di spire dell'avvolgimento.

Di conseguenza la f.m.m. si può esprimere come il prodotto della corrente per il numero delle spire cioè come amperspire.

Da quanto sopra deriva che la stessa f.m.m. si può avere sia mediante un gran numero di spire ed una debole corrente, oppure mediante una forte corrente in poche spire .

Energia nel campo magnetico.

Come nel campo elettrostatico, il campo rappresenta una energia potenziale, lo stesso avviene per il campo magnetico. Di conseguenza è necessaria una certa energia per creare il campo magnetico, ma una volta costituito, esso rimane senza assorbire ulteriormente energia.

Se in una qualsiasi maniera si annulla il campo, l'energia magnetica immagazzinata in esso, si converte in altra forma di energia.

Quando il campo magnetico è creato dalla corrente elettrica, alla chiusura del circuito si ha un certo assorbimento di energia, per creare il campo. All'apertura del circuito, l'energia del campo magnetico si converte in energia elettrica che percorrendo il conduttore tende a mantenere in vita la circolazione della corrente: extracorrente di apertura.

Che cos'è la tensione indotta.

Poichè il campo magnetico può venire creato da una corrente elettrica, è logico il fatto che un campo magnetico possa produrre una circolazione di corrente in un circuito elettrico. Ciò significa che ponendo un filo in un campo magnetico si può avere in esso una f.e.m. indotta.

Però per avere la trasformazione dell'energia da magnetica in elettrica, è necessario si abbia un certo « cambiamento » nel campo magnetico. La f.e.m. indotta si manifesta soltanto quando il campo magnetico è sottoposto a variazioni, oppure il conduttore viene fatto muovere e varia la sua posizione rispetto alle linee di forza del campo.

Parlate della legge di Lenz.

Quando la corrente scorre in un circuito posto in movimento dentro un campo magnetico, l'energia meccanica viene trasformata in energia elettrica indotta.

Se così non fosse, si avrebbe la creazione dell'energia elettrica senza il consumo

di altra energia, e ciò contravverrebbe ad un principio fondamentale della fisica affermante che l'energia non può essere ne' creata, ne' distrutta, ma solo trasformata.

La legge di Lenz afferma che, in qualsiasi caso di induzione elettromagnetica, la corrente elettrica ha una direzione tale che la sua reazione tende ad arrestare il moto che l'ha prodotta.

Che cos'è l'autoinduzione.

Quando una f.e.m. è applicata ad un circuito elettrico, nel momento in cui la corrente comincia a scorrere si crea il campo magnetico. Nell'istante della chiusura, si ha quindi un rapido cambiamento del campo magnetico che prima era nullo e dopo, ha una certa intensità.

Poichè il conduttore percorso da corrente viene ad essere a sua volta immerso nel campo magnetico variabile, esso nell'istante della chiusura sarà anche sede di una forza elettro-motrice indotta.

Per il principio della conservazione dell'energia (legge di Lenz) la polarità della f.e.m. indotta è tale da opporsi alla corrente che percorre il circuito.

Al momento dell'apertura si ha un altro rapido cambiamento nel campo magnetico che, da una certa intensità tende a zero, e quindi si ha un nuovo insorgere della f.e.m. indotta. Questa volta tale f.e.m. è di senso contrario e l'energia viene dissipata sotto forma di calore, nella scintilla che ha luogo al momento dell'apertura del circuito.

Definite l'induttanza.

L'ampiezza della tensione indotta in un circuito è proporzionale alla rapidità della variazione del campo.

Nel caso di un filo avvolto (solenoide) la tensione dipende anche dal numero delle spire e da vari altri fattori che rappresentano le caratteristiche del circuito. Tutti questi vari fattori vengono denominati sotto il termine di induttanza. L'induttanza si manifesta pure in un filo rettilineo e, in questo caso, è direttamente proporzionale alla lunghezza del filo ed inversamente proporzionale al diametro. In genere essa è, però, molto piccola. Si possono ottenere alti valori di induttanza per una data lunghezza di filo avvolgendolo su se stesso in forma di rocchetto sicchè il flusso rimane concentrato in un piccolo spazio. L'unità di induttanza è l'henry e si dice che un circuito od un solenoide hanno l'induttanza di un H quando ai capi di questi si ha una f.e.m. indotta di un volt dovuta alle variazioni di corrente di un ampere al secondo. In radio è frequente l'uso dei sottomultipli dell'henry quali il millihenry uguale ad un millesimo di henry ed il microhenry uguale ad un milionesimo di henry.

Che cos'è la mutua induzione.

Se due solenoidi vengono disposti in maniera che i loro assi coincidano, inviando corrente nella bobina numero uno, si creerà un campo magnetico che abbraccia anche la bobina numero due. In queste condizioni, ogni volta che si apre e si chiude il circuito della bobina uno, il conduttore della bobina due diviene sede di una f.e.m. indotta. Questa f.e.m. è simile a quella indotta per autoinduzione e dipende dal numero delle interruzioni della corrente ed anche da un coefficiente chiamato fattore di mutua induttanza fra le bobine; dipende anche dall'induttanza di ciascuna bobina ed è inoltre proporzionale all'intensità del flusso. Se le due bobine sono molto vicine, il grado di accoppiamento è maggiore, e per conseguenza, la mutua induttanza è più grande. La mutua induttanza, oltrechè dalla distanza fra le bobine, dipende anche dall'angolo formato dagli assi dei due avvolgimenti, essa è minima quando gli assi sono a 90° l'uno rispetto all'altro.

Parlate della corrente alternata.

La corrente indotta in un circuito non scorre sempre nello stesso senso e pertanto nell'avvolgimento e nel conduttore non si ha mai una corrente continua. Difatti la corrente indotta, traendo origine da azioni e reazioni in senso opposto, si inverte periodicamente di senso. Oltre a questo cambiamento di direzione in senso pendolare, l'intensità della corrente (ampiezza) varia continuamente nel breve tempo in cui essa scorre in una direzione.

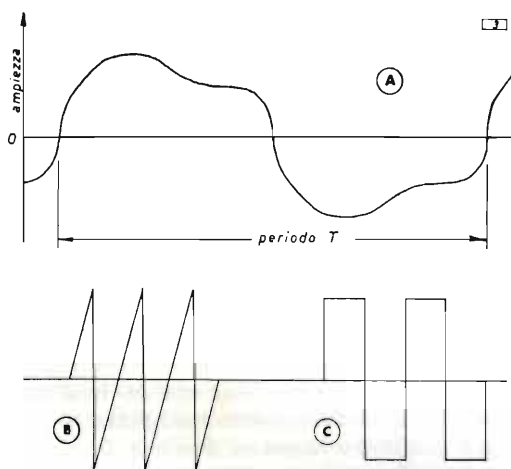



Fig. 3

Una corrente alternata non è in grado di creare intorno al conduttore un campo magnetico costante, essa dà invece origine ad un campo magnetico che oltre ad invertirsi periodicamente di senso, varia continuamente di intensità. Grazie a questa particolarità, è possibile trasferire, per il fenomeno della mutua induzione, l'energia elettrica alternativa da un circuito ad un'altro senza che fra i due circuiti vi sia un collegamento diretto.

La forma di una corrente alternata può essere sinusoidale. La corrente alternata prodotta mediante macchine elettriche rotanti ha in genere una forma d'onda quasi sinusoidale. La corrente prodotta da oscillatori elettronici può avere una forma perfettamente sinusoidale mentre quelle generate dagli interruttori vibranti impiegati nei complessi che convertono la corrente continua in corrente alternata (vibratori, invertitori statici) hanno una forma tutt'altro che sinusoidale.

In figura 3-a si vede una corrente alternata la cui forma d'onda è distorta.

In fig. 3-b la forma è a « denti di sega ».

In fig. 3-c si vede la forma « quadra ».

In fig. 4 è rappresentata un'onda sinusoidale.

Mediante oscillatori elettronici si possono produrre forme d'onda particolari quali « a denti di sega » e « quadre » (figure 3-b e c) usate, ad esempio, negli oscilloscopi, nei televisori, nei radar.

Oltre alle variazioni di intensità, durante il tempo in cui la corrente scorre in una certa direzione si hanno pure variazioni di tensione che dal punto di vista della forma sono eguali a quelle delle variazioni di corrente. Quando le variazioni della tensione e della corrente avvengono contemporaneamente si dice che sono « in fase ». Se per distinguere una corrente continua è sufficiente indicare i volt e gli ampere, per una corrente alternata sono anche necessarie altre caratteristiche quali:

1) la frequenza (espressa in hertz, ossia in periodi al secondo);

2) il valore massimo;

3) la fase.

Cos'è la frequenza ed il periodo?

Nella figura 4 è visibile un'onda intera che prende il nome di ciclo. L'interval-

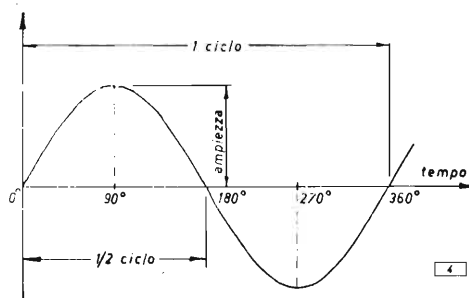



Fig. 4

lo di tempo in cui si ha un ciclo completo prende il nome di « periodo ». Ogni meta ciclo, durante il quale la corrente scorre nello stesso senso, prende il nome di alternanza o semionda.

La frequenza esprime il numero di cicli al secondo. L'unità di misura della frequenza è l'hertz: un hertz corrisponde a un periodo al secondo.

La frequenza di una corrente alternata può essere di qualche periodo al secondo come di miliardi di periodi al secondo; perciò, per comodità grafica, si usa indicare la frequenza nelle seguenti maniere:

hertz (Hz) = ciclo al secondo c/s;
chilohertz (kHz) = chilociclo al secondo kc/s = mille periodi al secondo;
megahertz (MHz) = megaciclo al secondo Mc/s = un milione di periodi al secondo;
gigahertz (GHz) = gigaciclo al secondo Gc/s = un miliardo di periodi al secondo.

Le correnti alternate comprese fra i sedici ed i 400 Hz prendono il nome di frequenze industriali, ma in elettroacustica le frequenze comprese fra il 20 Hz ed i 20 kHz prendono il nome di frequenze musicali o basse frequenze; infatti trattasi di correnti alternate aventi la frequenza corrispondente alle vibrazioni sonore udibili dall'orecchio umano.

In radio, le frequenze dai 3 kHz in su, danno luogo alle onde elettromagnetiche od hertziane che vengono suddivise nella maniera seguente:

VLF = very low frequency - bassissima frequenza - da 3 kHz a 30 kHz.
LF = low frequency - bassa frequenza - 30 kHz ÷ 300 kHz.
MF = medium frequency - media frequenza - 300 kHz ÷ 3 MHz.
HF = high frequency - alta frequenza - 3 ÷ 30 MHz.
VHF = very high frequency - altissima frequenza - 30 ÷ 300 MHz.
UHF = ultra high frequency - ultra alta frequenza - 300 MHz ÷ 3 GHz.
SHF = super high frequency - super alta frequenza - 3 GHz ÷ 30 GHz.
EHF = extra high frequency - extra alta frequenza - 30 GHz ÷ 300 GHz.

Nelle vecchie classificazioni, non ancora del tutto in disuso, si parlava di onde lunghe, medie, corte, ultracorte e microonde, oppure di onde chilometriche, ettometriche, decametriche, metriche, decimetriche, centimetriche, millimetriche. Tali classificazioni non sono però, mai state usate in modo completo e coerente e i limiti delle gamme erano arbitrari.

Cos'è l'ampiezza o valore massimo della corrente alternata.

Il valore massimo della corrente e della tensione in uno stesso senso, ossia in una alternanza, prende il nome di valore di picco o cresta. In una corrente sinusoidale il picco ha lo stesso valore assoluto sia nelle alternanze di un senso che in quelle di senso contrario (positive e negative).

Il valore della corrente e della tensione in ogni altro momento dell'alternanza prendono il nome di valori istantanei. L'istante in cui si può trovare un certo valore, si specifica nel termine della frazione di periodo o come angolo.

Poichè sia la corrente che la tensione oscillano continuamente tra i massimi valori positivo e negativo, non è facile esprimere, in pratica, i valori di tensione e di corrente. Per ottenere una espressione facilmente accessibile, si ricorse ad una formula dove, invece del valore istantaneo, si considera il valore di una certa corrente che riscalda **un determinato circuito** avente **una certa resistenza.** Questo valore impiegato nella pratica corrente, dicesi « valore efficace ».

Definite il valore efficace.

Similmente ad una corrente continua, una corrente alternata attraversando un resistore produce un effetto termico ossia genera una certa quantità di calore. Sostituendo nel circuito, alla corrente alternata, una corrente continua, vediamo che quest'ultima per produrre la medesima quantità di calore ha una intensità minore di quella di cresta della corrente alternata. Questo perchè la corrente alternata

raggiunge il suo valore massimo solo in un istante di ogni alternanza, mentre quella continua mantiene inalterata la sua intensità nel tempo.

Il valore efficace della corrente alternata è quello da cui dipende lo sviluppo dell'energia termica e meccanica; si indica con I.

Il rapporto tra valore efficace e valore massimo varia a seconda della forma d'onda ma per le frequenze industriali (dove l'onda si ritiene sinusoidale), si hanno le seguenti relazioni:

valore efficace = 0,7 valore massimo;
valore massimo = 1,41 valore efficace.

Anche la tensione a cui si fa riferimento in pratica, non è quella istantanea bensì quella efficace. La tensione efficace si indica con V e le relazioni con la tensione cresta sono eguali a quelle tra valore efficace e valore massimo sopraindicante.

Che cos'è il valore medio.

In un circuito percorso da corrente alternata, il valore medio della corrente durante un ciclo completo dovrebbe essere zero, mentre se ad esempio la corrente media della semionda positiva fosse maggiore di quella della semionda negativa ci sarebbe uno scorrimento deciso della corrente in senso positivo. Ciò corrisponderebbe in un certo qual modo allo scorrere seppure intermittente di una corrente continua, ma tale ipotesi va esclusa perchè le correnti prese in considerazione sono puramente alternative. Il valore medio si ha per definizione: esso è la media della corrente durante una parte del ciclo, ossia durante un'alternanza, quando cioè la corrente scorre in una direzione.

Per un'onda sinusoidale, il valore medio è 0,636 il valore di cresta.

Riassumere le relazioni fra tensioni e correnti alternative.

Le tensioni alternative prendono il nome di V max, V med, e V eff, che corrispondono rispettivamente a tensione cresta, tensione media e tensione efficace. Le correnti vengono denominate con I max, I med, I eff che corrispondono rispettivamente a corrente picco, corrente media, corrente efficace.

Che cos'è l'angolo elettrico e la pulsazione.

Se noi segniamo un punto periferico sulla circonferenza di una ruota che gira troviamo che alla fine di ogni giro il punto segnato è tornato al luogo di partenza. Un giro completo può essere chiamato anche ciclo. La posizione del punto periferico in ogni istante della rotazione può essere determinata dall'angolo formato fra il punto in cui esso si trova ed il luogo di partenza.

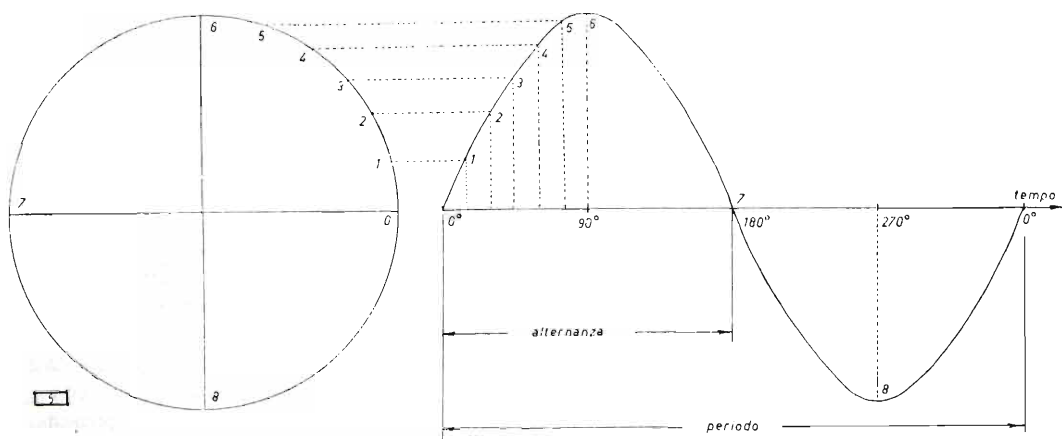



Fig. 5

Quando la ruota ha compiuto un giro completo (un ciclo) l'angolo percorso dal punto sarà l'angolo giro ossia 360°.

A metà ciclo abbiamo un angolo piatto uguale a 180° e ad un quarto di ciclo un angolo retto uguale a 90°.

Un'onda periodica di corrente alternata può essere presa in considerazione così come l'esempio del punto periferico sulla ruota e l'ipotesi non è affatto arbitraria. In questo caso ad un ciclo completo corrisponderà un'onda intera, ossia un'angolo di 360° elettrici, mentre ad una alternanza (mezzo ciclo) corrisponderanno 180° e così via.

Un ciclo diviso in questa maniera e la curva sinusoidale, sono visibili in figura 5.

Nei calcoli delle correnti alternate il concetto di angolo è universalmente accettato, ma spesso ai gradi, si sostituiscono i radianti ed allora ad un ciclo completo corrisponderanno: 2 π radianti e ad un'alternanza: π radianti.

La frequenza della corrente alternata si indica con f; la combinazione 2 π f prende il nome di pulsazione e viene simboleggiata con ω. Essa dà il numero totale dei radianti che si hanno per una corrente di una determinata frequenza al secondo.

La pulsazione è direttamente proporzionale alla frequenza ed inversamente proporzionale al periodo secondo la relazione

$$\omega = 2\pi f = 2\pi : T$$

dove T simboleggia il periodo.

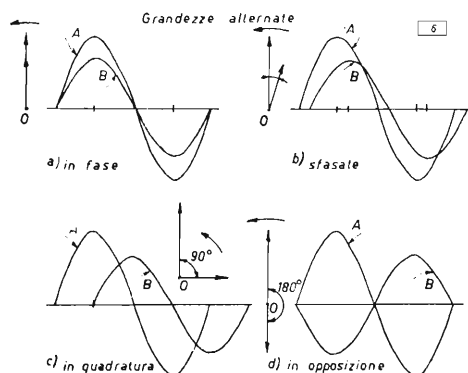



Fig. 6

Parlate della fase.

Come già accennato, la corrente e la tensione possono non essere al loro valore massimo e minimo nello stesso istante, anche se entrambe le forme d'onda sono sinusoidali.

Il tempo nel quale una certa parte del ciclo viene a svilupparsi, prende il nome di fase di un'alternanza. Se le due alternanze: quella della tensione e quella della corrente non procedono di pari passo, nello stesso tempo, le fasi di ciascuna di esse si svilupperanno in anticipo od in ritardo l'una rispetto all'altra e potrà darsi che la corrente raggiunga il suo valore massimo un momento prima o dopo che la tensione sia al valore picco.

Le due alternanze, come si può vedere in fig. 6-b, c, d, sono sfasate, le differenze di fase si esprimono in angoli. Una differenza di fase di 90° ad esempio, significa che un'onda ha raggiunto il suo massimo valore un quarto di ciclo prima o dopo l'altra (fig. 6-c).

Le relazioni di fase fra tensione e corrente sono della massima importanza perchè la potenza disponibile in un circuito è data dal prodotto tra tensione e corrente. Mentre in corrente continua la potenza corrisponde effettivamente al prodotto tra la tensione e la corrente lette sugli strumenti, in corrente alternata va tenuto presente anche lo sfasamento, perchè se questo è grande, la potenza disponibile nel circuito può essere di gran lunga minore di quella data dal prodotto della tensione per la corrente letta sui misuratori.

In pratica, l'angolo di sfasamento, per correnti industriali, viene indicato non direttamente ma come coseno dell'angolo stesso e prende il nome di fattore di potenza: cos φ.

Il calcolo del cos φ, non è facile, nel normale esercizio esso viene assunto col valore di 0,8 e quindi i valori efficaci delle tensioni e delle correnti dopo essere stati moltiplicati fra di loro, vanno moltiplicati per 0,8. In particolari condizioni, il cos φ può abbassarsi notevolmente e si possono avere sgradevoli inconvenienti, quali la riduzione dell'energia disponibile su una

linea elettrica. Le Società distributrici di energia controllano lo sfasamento prodotto dagli apparecchi di utilizzazione, e penalizzano l'utente che provochi un cos φ minore di 0,8.

Oltre alle relazioni fra tensione e corrente di una stessa corrente alternata, si possono avere relazioni di fase fra due correnti o due tensioni diverse, aventi però la medesima frequenza. Quando due correnti si combinano in tal guisa, se sono in fase la risultante è una sola corrente della stessa frequenza ma la cui ampiezza è uguale alla somma algebrica dei valori istantanei delle due componenti. Se le correnti sono sfasate, l'ampiezza della corrente risultante dipende anche dalle relazioni di fase.

Quando lo sfasamento è di 180° (fig. 6-d) le correnti sono in opposizione e, se hanno la medesima ampiezza, la risultante sarà zero. Quanto detto per le correnti, vale anche per le relazioni di fase fra le tensioni.

Quali sono le relazioni fra corrente e tensione in una induttanza.

Quando una corrente alternata scorre in una bobina di induttanza, le continue variazioni di corrente producono un campo magnetico variabile ed una f.e.m. pure variabile, avente la medesima frequenza della corrente che ha dato origine al campo magnetico e strettamente legata all'autoinduzione del circuito. Se la corrente è sinusoidale, il massimo della variazione si ha, come è evidente, nel momento in cui la corrente si inverte di senso, passando per lo zero.

Perciò la massima tensione indotta si avrà proprio nell'istante in cui la corrente è al valore minimo. Il risultato è che la tensione indotta in un solenoide ha uno sfasamento rispetto alla corrente, di 90° in anticipo. La direzione della tensione indotta è poi tale da tendere a mantenere lo scorrere della corrente quando questa è nella fase decrescente e viceversa, tendere ad impedire lo scorrimento della medesima, quando è in fase crescente.

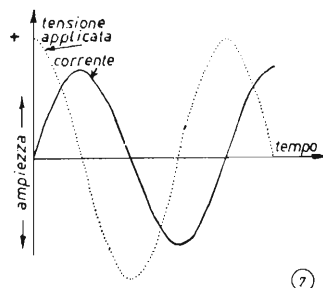
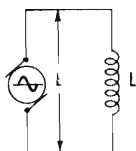



Fig. 7

Quanto sopra è in accordo alla legge di Lenz, che afferma essere la tensione indotta sempre tale da opporsi alla variazione della corrente (fig. 7).

Quali sono le relazioni fra corrente e tensione in un condensatore.

Quando si applica una tensione alternativa ad un condensatore esso acquista una carica quando la tensione è crescente, e si scarica quando la tensione è in fase decrescente. Quando la tensione sale, la corrente cresce nella stessa direzione, quando la tensione decresce ed il condensatore si scarica, la corrente cresce in direzione opposta: il risultato è che la tensione alternativa viene ad essere sfasata rispetto alla corrente di 90°. Il condensatore si comporta all'opposto dell'induttanza poichè nel condensatore è la tensione che viene ad essere ritardata di un quarto di periodo rispetto alla corrente (fig. 8).

Dimensionando opportunamente la capacità del condensatore, è possibile riportare in fase una corrente sfasata dalla pre-

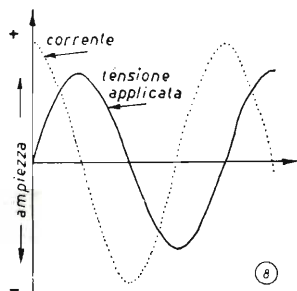
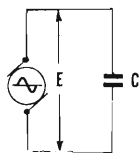



Fig. 8

senza di una induttanza, cosa questa molto importante negli impianti industriali dove i carichi di utilizzazione, in genere di tipo induttivo, sfasano la corrente, abbassando il fattore di potenza. I condensatori impiegati a tale scopo, prendono il nome di condensatori di rifasamento.

Potenza di una corrente alternata.

Ricordiamo anzitutto la legge fondamentale della potenza: la potenza, in watt, di una corrente elettrica è data dal prodotto della tensione (in volt) per l'intensità della corrente (in ampere). In un circuito a corrente alternata i valori della tensione e della corrente variano da istante a istante e quindi la legge della potenza può essere applicata solo istante per istante. Si ottengono così, dei valori istantanei della tensione e della corrente e valori istantanei della potenza.

Poichè i valori istantanei vengono rappresentati con lettere minuscole, la potenza istantanea sarà:

$$p = v \cdot i$$

A noi però in genere non interessano i valori istantanei ma la potenza media che viene indicata con P.

Dal calcolo si ricava che la potenza media di una corrente alternata è data dall'espressione:

$$P = V.I. \cos \varphi$$

Cioè la potenza media di una corrente alternata comunque spostata di fase, è data dal prodotto di valori efficaci della tensione e della corrente, moltiplicati per il coseno dell'angolo di sfasamento della corrente nella tensione.

Risalta immediatamentte dalla formula, perchè il termine cos φ abbia ricevuto il nome di fattore di potenza. La potenza in watt di una corrente alternata è infatti data dal prodotto della tensione in volt, per la corrente di ampere, per il fattore di potenza.

Parlate della potenza apparente.

La potenza effettiva generata da una macchina od assorbita da un impianto in corrente alternata, non dipende soltanto dalla tensione e dalla corrente, ma anche dallo sfasamento, ossia dal fattore di potenza. E' evidente, allora, che uno stesso generatore capace di produrre una data tensione ed una data corrente, viene a fornire una diversa potenza effettiva a secondo dei circuiti a cui è collegato, potenza effettiva tanto maggiore quanto maggiore è il fattore di potenza dei circuiti stessi.

Non si può dunque, definire la reale potenza di un generatore senza conoscere le caratteristiche del circuito di utilizzazione. Questa particolarità non sarebbe comoda nella pratica, per la progettazione e la costruzione di macchine elettriche e pertanto si usano indicare la massima tensione e la massima corrente che esse possono sopportare. Il prodotto dei volt per gli ampere (V · A) viene detto potenza apparente.

Parlate della potenza effettiva.

Se il fattore di potenza fosse eguale ad uno, la potenza apparente e la potenza effettiva sarebbero eguali. Quando il cos φ è invece minore di uno, la potenza apparente è sempre maggiore di quella effettiva. Le seguenti formule permettono di calcolare la potenza effettiva conoscendo quella apparente e viceversa:

$$P = Pa \times \cos \varphi$$

$$Pa = \frac{P}{\cos \varphi}$$

Pa significa potenza apparente.

Come si può ricavare il fattore di potenza.

In pratica il fattore di potenza lo si ricava dal rapporto fra la potenza effettiva e la potenza apparente, infatti:

$$\cos \varphi = \frac{P}{Pa}$$

Tale espressione consente di dare una

definizione generale del fattore potenza, in un circuito percorso da una corrente alternata in qualsiasi forma, anche diversa dalla sinusoidale.

Parlate della legge di Ohm in corrente alternata.

Nella corrente alternata abbiamo oltre alle resistenze anche le reattanze.

a) Resistenza.

Se il carico del generatore è puramente resistivo, tensione e corrente sono in fase e quindi le relazioni valide per la corrente continua possono essere applicate anche alla corrente alternata.

b) Reattanza.

Come è noto, l'effetto di immagazzinamento dell'energia in una induttanza ed in un condensatore, produce sfasamenti fra tensione e corrente. A causa di questi sfasamenti, la legge di Ohm non ha più valore in un circuito percorso da corrente alternata in cui si trovino induttanze e capacità. Però l'ampiezza della corrente che percorre tali organi, è sempre proporzionale alla tensione applicata. In altre parole, l'induttanza e la capacità offrono al passaggio della corrente alternata una certa opposizione, assimilabile alla resistenza.

Questa opposizione viene denominata reattanza perchè in questo caso, non si ha un consumo di potenza come nelle resistenze, ma solo una reazione da parte del circuito.

La reattanza viene pure espressa in ohm e simboleggiata con X, pertanto la legge di Ohm risulta così modificata:

$$I = \frac{E}{X} \qquad E = X \cdot I \qquad X = \frac{E}{I}$$

La reattanza differisce dalla resistenza anche perchè il suo valore, per una stessa induttanza ed una stessa capacità, varia al variare della frequenza, mentre la resistenza pura è indipendente dalla frequenza.

1) **La reattanza induttiva:** Quando una corrente alternata scorre attraverso una induttanza, la tensione indotta è proporzionale al valore dell'induttanza moltiplicato per il rapporto di variazione della corrente ed è evidente che maggiore è il valore dell'induttanza e minore sarà il rapporto di variazione richiesto per indurre una data tensione. Chiamiamo, come si usa comunemente, la variazione, frequenza e diciamo che se la frequenza è fissa la reattanza opposta dall'induttanza sarà direttamente proporzionale al valore dell'induttanza stessa. E' evidente che per avere la stessa tensione basterà una piccola corrente, se l'induttanza è grande, oppure sarà necessaria una forte corrente, se l'induttanza è piccola.

Però se la frequenza varia, al crescere della frequenza crescerà la reattanza e quindi, se la tensione deve rimanere costante, diminuirà la corrente. I fattori, in definitiva, sono tre: induttanza, corrente e frequenza, da essi dipende la tensione indotta e, combinando l'insieme, se la forma d'onda è sinusoidale, valgono le seguenti relazioni:

$$E = 2 \pi f L I \qquad \text{ovvero } 2 \pi f L = \frac{E}{I}$$

ma siccome anche $X = \frac{E}{I}$

possiamo scrivere $X_L = 2 \pi f L = \omega L$

E	=	tensione
I	=	corrente
$\omega = 2 \pi f$	=	pulsazione
L	=	induttanza
X_L	=	reattanza induttiva

Le relazioni sono valide con le unità fondamentali: ossia X_L è in ohm se f è in hertz ed L in henry.

Ove si impieghino i multipli ed i sottomultipli occorrono adeguati fattori di correzione.

2) **Reattanza capacitiva:** la quantità di elettricità che può immagazzinare un condensatore dipende, oltre che dalla capacità di esso, anche dalla tensione, nel senso che, maggiore è la capacità, maggiore è la tensione, più grande sarà la quantità di elettricità ($C \cdot E = Q$).

La corrente scorre nel condensatore in un senso, quando si ha la carica, ed in senso contrario al momento della scarica (figura 8). Applicando una tensione alterna-

tiva si ha un movimento pendolare di una certa quantità di elettricità ai capi del condensatore ed il risultato è che si ha uno scorrere di corrente che « sembra » passare attraverso il condensatore.

L'ampiezza della corrente è proporzionale al rapporto di cambiamento della tensione (frequenza) maggiore è questo rapporto e più rapidamente si avrà il movimento di una certa quantità di energia.

L'ampiezza della corrente è proporzionale anche alla capacità del condensatore perchè maggiore è la capacità e maggiore sarà la quantità di energia in movimento, per una data tensione.

Il rapporto di cambiamento della tensione è proporzionale all'ampiezza della tensione ed alla frequenza. Per una tensione sinusoidale valgono le seguenti formule:

$$I = 2\pi fCE \qquad \frac{E}{I} = \frac{1}{2\pi f C}$$

ma siccome $X = \dfrac{E}{I}$

abbiamo $X_c = \dfrac{1}{2\pi f C} = \dfrac{1}{\omega C}$

X_c prende il nome di reattanza capacitiva espressa in ohm. Le formule di cui sopra sono valide per unità fondamentali C = farad, f = hertz, E = volt: dove si impieghino multipli e sottomultipli si debbono adottare adeguati fattori di correzione. Risulta evidente che la reattanza capacitiva è inversamente proporzionale alla capacità ed alla frequenza.

3) **Impedenza:** nella figura 9 si vede un circuito in cui sono poste in serie una re-

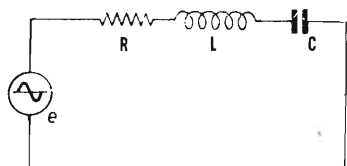



Fig. 9

sistenza, una induttanza ed una capacità, la stessa corrente scorre nei diversi organi costituenti il circuito.

Se fossero in serie soltanto la resistenza e l'induttanza, la corrente e tensione sarebbero in fase attraverso la resistenza ma verrebbero sfasate di 90° nell'induttanza.

Lo stesso avviene in un circuito in cui si trovino una resistenza ed una capacità soltanto, ma nella capacità la corrente viene sfasata di 90° in senso contrario rispetto all'induttanza.

In un circuito percorso da corrente continua, ove siano delle resistenze in serie, la tensione totale è uguale alla somma delle tensioni ai capi di ciascuna resistenza.

Ciò è vero anche in corrente alternata ove siano delle resistenze in serie ma diverso è il caso di fig. 9 in cui abbiamo resistenze e reattanze in serie.

Qui, ove si faccia la somma algebrica delle tensioni, a causa della differenza di fase avremo dei risultati non reali. La tensione totale E è data dalla seguente espressione:

$$E = \sqrt{E^2_r + E^2_x}$$

Il rapporto $\dfrac{E}{I} = \sqrt{R^2 + X^2}$

E = tensione totale.

E_r = tensione ai capi di R.

E_x = tensione ai capi di L e C.

E/I prende il nome di impedenza e viene indicato con la lettera Z.

$$Z = \sqrt{R^2 + X^2} = \sqrt{R^2 + (X_L - X_C)^2}$$

L'impedenza determina la tensione che deve essere applicata ai capi del circuito, per avere il passaggio di una certa corrente. L'impedenza si esprime in ohm e, per la legge di Ohm abbiamo le seguenti relazioni:

$$I = \frac{E}{Z}; \qquad Z = \frac{E}{I}; \qquad E = Z\,I$$

In un circuito contenente resistenze e reattanze quale elemento dissipa maggior energia?

La reattanza pura non consuma; l'energia è quindi dissipata dalle sole resistenze.

Qual'è la reattanza di un condensatore alla frequenza di 3550 kHz se la Xc era 300 Ω a 1805 kHz?

La reattanza capacitiva è inversamente proporzionale alla frequenza

$$\frac{X_{C1}}{X_{C2}} = \frac{f_2}{f_1} \quad \text{quindi} \quad \frac{300}{X_{C2}} = \frac{3550}{1805}$$

$$X_{C2} = 152{,}5\ \Omega$$

Definire l'impedenza del circuito di fig. 10 se la frequenza è doppia di quella di risonanza.

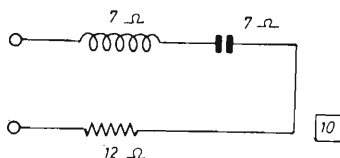



Fig. 10

I valori indicati sono quelli alla frequenza di risonanza.

Poichè $X_L = 2\pi f L = 7\ \Omega$, raddoppiando f, la reattanza diventa 14 Ω.

$$X_C = \frac{1}{2\pi f C} = 7\ \Omega$$

Raddoppiando f, X_C si dimezza, divenendo 3,5 Ω.

La reattanza globale $X_L - X_C = 14 - 3{,}5 = 10{,}5\ \Omega$.

L'impedenza Z è la radice della somma dei quadrati di R ed X:

$$Z = \sqrt{12^2 + 10{,}5^2} = 15{,}6 \text{ ohm}$$

Una tensione di 110 V è applicata al circuito di fig. 11. Determinare corrente e fase.

La reattanza $X = X_L - X_C = 25 - 10 = 15\ \Omega$. La fase $\varphi = 45°$ infatti $\operatorname{tg} \varphi = \frac{X}{R} =$

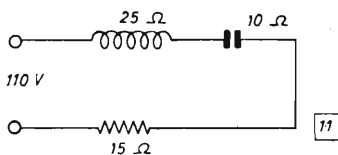



Fig. 11

$\frac{15}{15} = 1$; la corrente (essendo X_L maggiore di X_C) è in ritardo sulla tensione.

Definire l'impedenza totale della rete raffigurata in fig. 12 e dire quale elemento ha maggior dissipazione.

Si supponga e = 100 V

$i_1 = 100 : 7 = 14{,}29$ A
$i_2 = 100 : 14 = 7{,}14$ A
$i_3 = 100 : 11 = 9{,}09$ A
$i_4 = 100 : 500 = 0{,}2$ A
$i_5 = 100 : 900 = 0{,}11$ A

I vari elementi sono in parallelo, la tensione è quindi uguale per tutti, ma in essi scorrono cinque correnti diverse: i_1, i_2, i_3 sono in fase e quindi possono sommarsi (14,29 + 7,14 + 9,09 = 30,52 A); i_4 ed i_5 non sono in fase, ma in opposizione e pertanto la corrente reattiva è data dalla loro differenza: 0,2 — 0,11 = 0,09 A.

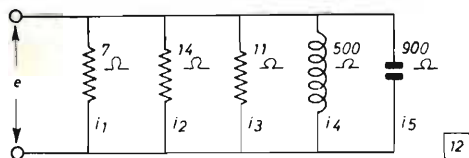



Fig. 12

Applicando la regola del triangolo rettangolo (teorema di Pitagora):

$$I = \sqrt{I_R^2 + I_X^2} =$$

$$= \sqrt{30{,}52^2 + 0{,}09^2} \simeq 30{,}52 \text{ A}$$

L'impedenza $Z = \frac{E}{I} = \frac{100}{30{,}52} = 3{,}28\ \Omega$.

L'elemento che dissipa maggior energia è la resistenza da 7 ohm nella quale circola la maggiore corrente.

Parlate delle correnti non sinusoidali.

Una corrente alternata può avere una forma d'onda non sinusoidale. Mediante l'analisi sarebbe possibile dimostrare come le varie forme d'onda possono scomporsi in componenti di differente frequenza ed ampiezza, ma aventi una relazione di frequenza rispetto all'onda che le ha generate. Quest'onda dicesi fondamentale, mentre le altre frequenze che stanno ad essa come multipli interi della sua frequenza, diconsi armoniche.

Ad esempio, una frequenza di 50 periodi può essere accompagnata dalla terza, quinta, settima armonica che avranno rispettivamente la frequenza di 150, 250, 350 periodi e l'ampiezza decrescente al crescere della relazione armonica. La fondamentale può facilmente combinarsi con la seconda armonica ed il risultato è un'onda distorta che si può vedere in fig. 13.

Dalla combinazione tra la fondamentale e le armoniche si possono avere un grandissimo numero di forme d'onda. Le correnti alternate industriali hanno una forma non perfettamente sinusoidale e possono presentarsi appiattite, appuntite, seghettate, disimmetriche, come vedesi in fig. 14.

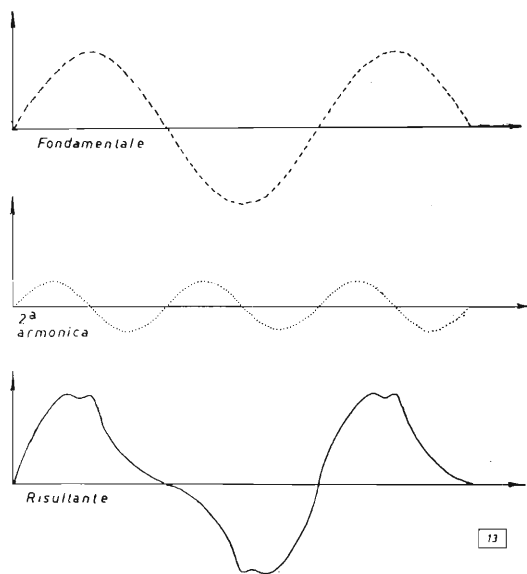



Fig. 13

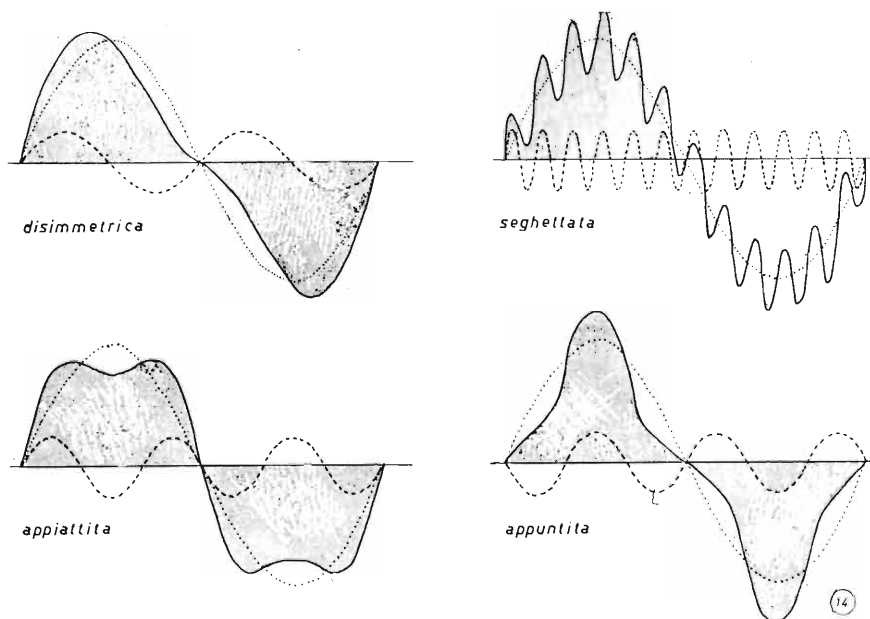



Fig. 14

Particolarmente sgradite sono le armoniche che si manifestano nei circuiti amplificatori di bassa e di alta frequenza. Nei circuiti di bassa frequenza si ha una facile generazione della seconda e terza armonica che, combinandosi con la fondamentale, producono una distorsione fastidiosa per il nostro orecchio.

Che cosa sono i trasformatori.

Quando una corrente alternativa passa in una induttanza, intorno all'avvolgimento si produce un campo magnetico variabile. Ove si ponga un secondo avvolgimento in quel campo magnetico, avremo nelle spire di questo una f.e.m. indotta. Questa f.e.m. è in grado di far scorrere una corrente attraverso il secondo avvolgimento quando si chiudano le sue estremità attraverso un circuito di utilizzazione. I due solenoidi, disposti come in figura 15, diconsi accoppiati, ed il complesso dei due avvolgimenti prende il nome di trasformatore. L'avvolgimento collegato al generatore chiamasi primario; quello in cui si manifesta la corrente indotta, secondario.

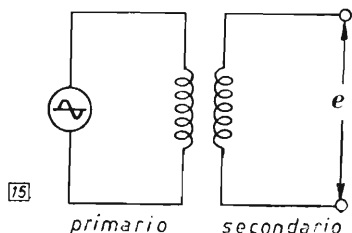



Fig. 15

Parlate di alcuni tipi di trasformatore.

Il trasformatore è una macchina estremamente utile in quanto permette di variare tensione e corrente, pur essendo completamente statico. Infiniti potrebbero dirsi i tipi di trasformatori creati per gli scopi più svariati.

I trasformatori per frequenze industriali e frequenze musicali hanno il primario ed il secondario molto vicini ed avvolti su un nucleo di materiale ferromagnetico lamellato, avente il compito di aumentare l'induttanza sì da consentire l'impiego di un numero di spire primarie relativamente basso per ottenere una sufficiente reattanza.

I trasformatori per le alte frequenze non hanno nucleo di ferro vero e proprio perchè le perdite dovute alla isteresi sarebbero molto grandi, d'altronde in questo caso, data l'elevata frequenza, si può avere una forte reattanza anche con poche spire.

Qual'è il rendimento dei trasformatori?

La potenza secondaria è sempre inferiore a quella primaria a causa delle perdite del nucleo e della resistenza degli avvolgimenti. Il rendimento dei trasformatori di bassa frequenza varia dal 60 all'80%, in quelli di piccola potenza, ed arriva al 99% per quelli di grande potenza.

Parlate delle perdite dei trasformatori.

Le perdite nei trasformatori si possono distinguere in perdite nel nucleo e perdite nel rame.

Nel nucleo si hanno perdite per isteresi e per correnti parassite. Le perdite per isteresi dipendono dal tipo di nucleo, dai materiali che costituiscono il nucleo, dalla densità del flusso magnetico, dalla frequenza di lavoro, dal montaggio più o meno accurato del nucleo stesso. Le perdite per correnti parassite dipendono dal volume e dalla resistività del materiale che costituisce il nucleo, dallo spessore delle lamelle (o dei granuli, nel caso di nuclei AF), dalla densità del flusso e dalla frequenza.

Nel rame si hanno perdite per riscaldamento e quest'ultimo dipende grandemente dal carico esterno; è quindi necessario saper dimensionare convenientemente le sezioni dei conduttori, sia del primario che del secondario dell'avvolgimento, in funzione della corrente massima che può percorrere i medesimi.

Parlate dei nuclei dei trasformatori.

I nuclei dei trasformatori sono necessari, in quanto permettono di realizzare elevate induttanze, però introducono delle perdite che si è studiato la maniera di ridurre al minimo.

La prima perdita, quella dovuta alle correnti parassite, viene fortemente ridotta con l'adozione di nuclei di ferro finemente lamellati. Un'altra perdita è quella doduta alla isteresi. Questo fenomeno si deve al fatto che il ferro tende a conservare il suo magnetismo e perciò è necessario spendere una certa potenza, per eliminare la magnetizzazione residua, ogni volta che la corrente alternata si inverte di senso.

Per basse frequenze, le perdite sono molto lievi, se si adottano nuclei di ferro dolce che hanno subito speciali trattamenti.

E' evidente, però, che queste perdite crescono al crescere della frequenza e quindi nelle alte frequenze non si possono utilizzare nuclei di ferro vero e proprio. Però, al fine di realizzare circuiti aventi una certa induttanza con un bassissimo numero di spire, si è ricorsi a degli speciali nuclei costituiti da ferro finemente polverizzato (piroforico) stampato in un conglomerato di speciali resine isolanti.

La tecnica modernissima è stata in grado di stampare nuclei a forma di bastoncelli o di « olla » chiusa con dei composti che assicurano perdite molto basse anche a frequenze elevatissime, usando ferriti, cioè composti di ferro aventi elevata resistenza specifica (ceramiche ferriche).

Quando manca il nucleo di ferro, gli avvolgimenti sono realizzati su carcasse di materiale isolante il cui nucleo è costituito dall'aria e pertanto, questo genere di trasformatore, viene chiamato col nucleo ad aria.

Qual'è l'influenza del rapporto fra spire primarie e spire secondarie.

Il rapporto fra spire primarie e spire secondarie determina la tensione secondaria, per una data tensione primaria.

Infatti la tensione indotta nell'avvolgimento secondario è proporzionale al numero di spire della bobina, in rapporto al numero di spire di quella primaria, secondo la formula:

$$E_s = \frac{n_s}{n_p} Ep$$

E_s = f.e.m. secondaria.
E_p = f.e.m. primaria.
n_s = spire secondarie.
n_p = spire primarie.

Il rapporto n_s/n_p prende il nome di rapporto di trasformazione. Questa relazione è però, vera soltanto quando tutto il flusso primario abbraccia le spire secondarie, cosa che, in pratica avviene solo nei trasformatori di bassa frequenza col nucleo di ferro lamellare, o in alta frequenza con nuclei a « olla », di ferrite.

Parlate delle relazioni di impedenza.

In un trasformatore ideale, che non abbia perdite, le potenze apparenti primaria e secondaria sono eguali, ossia

$$E_p \cdot I_p = E_s \cdot I_s$$

$$\frac{E_p}{I_p} = \frac{E_s}{I_s} \cdot \left[\frac{n_p}{n_s}\right]^2$$

Poiché $Z = \frac{E}{I}$, se $\frac{E_s}{I_s}$ rappresenta l'impedenza del circuito secondario, possiamo ricavare l'impedenza presentata dal primario alla sorgente di energia.

Tale impedenza come si può vedere dalle formule precedenti, è uguale alla impedenza del carico moltiplicata per il quadrato del rapporto di trasformazione. L'impedenza sul primario dicesi impedenza o carico riflesso.

Per i trasformatori di bassa frequenza il rapporto di impedenza è uguale al quadrato del rapporto di trasformazione.

Questa relazione è molto importante nei trasformatori di uscita degli amplificatori di bassa frequenza e merita un esempio pratico:

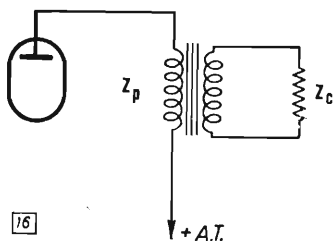



Fig. 16

Abbiasi un tubo finale di potenza tipo 6AQ5 la cui impedenza di carico è di 7.000 ohm (fig. 16). Al secondario abbiasi un carico Z_c rappresentato dalla bobina mobile di un altoparlante. Il rapporto di trasformazione per ottenere l'impedenza voluta sarà:

$$n = \sqrt{\frac{7000}{7}} = \sqrt{1000} = 31{,}6 \qquad (1)$$

il che significa che per avere un carico riflesso Z_p di 7000 Ohm, per ogni spira secondaria debbono esservi nel primario 31,6 spire, se $Z_c = 7$ ohm.

Parlate dell'autotrasformatore.

Il principio del trasformatore può essere realizzato anche con un solo avvolgimento, come vedesi in fig. 17. L'autotrasformatore trova utile impiego per alzare o ridurre la tensione di rete entro ristretti limiti.

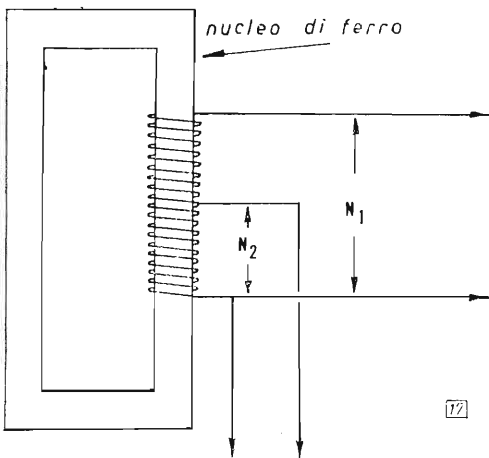



Fig. 17

Cos'è il rapporto di trasformazione.

E' il rapporto fra le spire secondarie e le primarie. Da esso dipende il rapporto delle impedenze che si possono adattare: questo varia col quadrato del rapporto di trasformazione.

Esempio pratico:

$Z_{prim.} = 10.000\ \Omega$ (modulatore)
$Z_{sec.} = 5.000\ \Omega$ (modulato)

$$n^2 = \frac{Z_p}{Z_s} = \frac{10000}{5000} = 2$$

$$n = \frac{\text{Num. spire primario}}{\text{Num. spire second.}} = \sqrt{2} = 1{,}41$$ il che significa che se il secondario ha 1000 spire, il primario dovrà averne 1410 per adattarne l'impedenza voluta dal modulatore a quella presentata dallo stadio finale modulato.

Quanto detto è valido, purché il trasformatore sia accuratamente progettato e costruito, in modo da avere perdite trascurabili, sicché l'induttanza dispersa, degli avvolgimenti è trascurabile.

Parlate dei trasformatori B.F. di uscita.

Il trasformatore d'uscita presenta la particolarità di risultare soggetto ad un tempo, sia alla corrente continua che alimenta la placca della valvola finale, che a correnti alternate di frequenze diverse, corrispondenti ai suoni che l'altoparlante riproduce (Bassa Frequenza).

La corrente continua anodica genera un'induzione costante Bo; mentre la corrente alternata genera una seconda induzione B, variabile per senso e intensità.

Prendiamo in considerazione un comune nucleo di ferro lamellato di caratteristiche normali, con perdite di 1,6 watt per chilogrammo.

Tale ferro lamellato, facilmente reperibile sul mercato nazionale, viene largamente usato nella costruzione dei trasfor-

matori d'uscita, in quanto, con la messa in opera del medesimo, è possibile raggiungere buona permeabilità dinamica alla bassa frequenza qualora però l'induzione Bo, prodotta dalla componente continua, non superi i 5000 gauss.

In tal modo infatti si potrà disporre ancora di 5.000 gauss di riserva per la B a corrente alternata (bassa frequenza).

In primo luogo necessita stabilire il dimensionamento del nucleo.

La sezione netta S della colonna centrale in cm^2 la otterremo applicando la seguente formula:

$$S = 10 \sqrt{\frac{P}{f \; min.}} \qquad (2)$$

dove P è la potenza in watt da trasferire ed f min. la frequenza più bassa che si desidera riprodurre. Il valore di S risulta essere al netto; il lordo si otterrà moltiplicando il netto per un fattore variabile da 1,1 a 1,2.

La relazione di cui sopra è valida qualora B risulti pari o superiore a 5.000.

Il comportamento del trasformatore alle più basse frequenze udibili è in dipendenza dell'induttanza del primario, induttanza che risulta strettamente legata alla corrente continua che lo percorre, al traferro, ecc.

$$L = \frac{Zp}{6{,}28 \cdot f \; min.} \qquad (3)$$

dove $Zp = \frac{Va}{Ia}$; L = induttanza in henry, del primario.

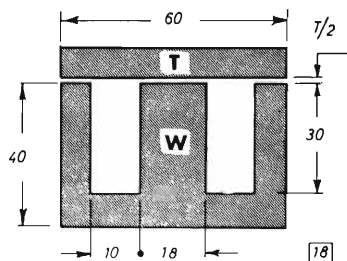



Fig. 18

Siamo a conoscenza ora di L, S, I (corrente continua anodica Ia espressa in ampere) e potremo, a mezzo di tali elementi, conoscere il numero delle spire primarie N_p. Infatti:

$$N_p = \frac{L \; I \; 100.000.000}{B \; S} \qquad (4)$$

Affinché B_0, prodotto dalla corrente continua, non risulti maggiore di 5.000, il circuito magnetico del nucleo dovrà essere interrotto da un traferro t:

$$t = \frac{1{,}25 \cdot N \cdot I}{B_0} \qquad (5)$$

Il traferro t risulta in centimetri e in conseguenza il nucleo di figura 18 dovrà avere le parti W montate in unico blocco e le barrette T applicate dal lato aperto.

Esempio:

Si debba costruire un trasformatore d'uscita per una 6AQ5 (Va=250; Ia 40 mA; W usc. = 3). Stabilita una f min. = 30 Hz, mediante l'applicazione della formula (2), calcoleremo la sezione netta S.

$$S = 10 \sqrt{\frac{3}{30}} = 3{,}16 \; cm^2$$

Moltiplicando ora il risultato per 1,1 o per 1,2 avremo che la sezione lorda sarà compresa fra 3,5 e 3,8 cm^2. Così, ad esempio, il pacchetto con colonna centrale di 18 mm risulterà di 20 mm di spessore (superficie eguale $1{,}8 \times 2 = 3{,}6 \; cm^2$).

L'impedenza del primario:

$$Zp = \frac{Va}{Ia} = \frac{250}{0{,}040} = 6250 \; ohm$$

Quindi, mediante l'applicazione della formula (3), calcoleremo L.

$$L = \frac{6250}{6{,}28 \times 30} = 33 \; henry \; circa$$

L'arrotondamento per eccesso, in calcoli del genere, non risulterà in alcun caso, dannoso.

Giunti a questo punto, con l'applicazione della formula (4) si calcola il numero delle spire dell'avvolgimento primario:

$$N_p = \frac{33 \times 0{,}04 \times 100.000.000}{5000 \times 3{,}16} =$$

$$= \frac{1,32 \times 100.000.000}{15.800} =$$

$$= \frac{1.320.000}{158} = 8400 \text{ spire}$$

Il diametro del filo si calcola considerando una densità di 4 A per mm^2.

Converrà ora verificare, se la finestra del pacco lamellare consente l'avvolgimento di 8400 spire in filo smaltato del diametro di mm 0,11. Accertatici di ciò, volgeremo la nostra attenzione al traferro (5).

$$t = \frac{1,25 \times 8400 \times 0,04}{5000} =$$

$$= \frac{10,5 \times 0,04}{5} = 0,08 \text{ cm} = 0,8 \text{ mm}$$

Un traferro di 0,8 mm si realizza interponendo tra i lamierini W e quelli T (fig. 18) uno spessore di carta da millimetri 0,4.

A conoscenza di tutti i dati concernenti il nucleo ed il primario, necessita ricercare il numero di spire dell'avvolgimento secondario.

Calcolo del trasformatore di modulazione.

Le formule risultano applicabili con qualche variante: scelta del rapporto di trasformazione n, per Zc si prenderà l'impedenza di carico fra anodo e anodo, rappresentata dall'amplificatore BF a tubi i opposizione; Za viene sostituita col rapporto Va: Ia delle tensioni e correnti continue della valvola modulata.

Esempio:

Un push-pull di 6F6 in classe AB; Zc = 10.000 ohm deve fornire il segnale Bassa Frequenza per la modulazione di una 6146 in classe C (AF), che assorbe 80 mA con 400 volt anodici.

$$Za = \frac{400}{0,080} = 5000 \text{ ohm}$$

$$n = \sqrt{\frac{Zc}{Za}} = \sqrt{\frac{10000}{5000}} =$$

$$= \sqrt{\frac{2}{1}} = 1,41$$

Ovvero per ogni 100 spire secondarie faranno riscontro 141 spire al primario.

Questo ci dice che il volume occupato dai due avvolgimenti risulterà quasi eguale, perciò, non intendendo usare nuclei grandi, con finestre larghe, si dovrà ridurre il numero delle spire al minimo indispensabile.

Dalle formule (2) e (3) ricaviamo che il nucleo ed il primario possono presentarsi di dimensioni modeste, nel caso si tenga la f min. piuttosto alta. Questo, nel caso dei trasformatori di modulazione risulta possibile, in quanto il parlato difficilmente origina suoni di frequenza inferiore ai 200 Hz.

Calcoliamo quindi S per P = 20 watt ed f min = 180 Hz.

$$S = 10\sqrt{\frac{20}{180}} = 10\sqrt{\frac{1}{9}} =$$

$$= 10 \times \frac{1}{3} = 3,3 \text{ cm}^2$$

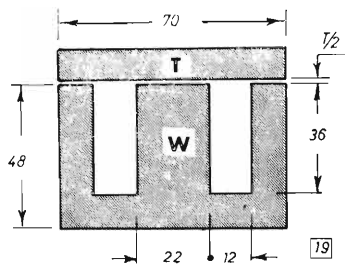



Fig. 19

S lordo potrà risultare 4,4 cm^2, ossia colonna di cm 2,2 × 2.

Il secondario è percorso dalla I pari alla somma Ia + Ig2 a motivo di tale I abbiamo induzione permanente per cui necessiterà prevedere il traferro e riprendere in considerazione $B_0 = 5000$; B risulterà quindi 10000 : 2 = 5000 gauss; infine converrà impostare tutti i calcoli sul secondario, te-

nuto conto che I scorre in detto. Avremo così:

$$Ls = \frac{Za}{6{,}28 \cdot f\ min} =$$

$$= \frac{5000}{6{,}28 \times 180} = 5\ henry$$

$$N\ sec = \frac{Ls \cdot I \cdot 100.000.000}{B\ S}$$

e poiché

$$I = Ia + Ig2 = 80 + 9\ mA =$$
$$= 89 \div 90\ mA$$

avremo

$$N\ sec = \frac{5 \times 0{,}09 \times 100.000.000}{5000 \times 3{,}3} =$$

$$= \frac{9000}{3{,}3} = 2720\ spire$$

Necessita ora conoscere il traferro necessario ad assicurare un Bo di 5000 gauss qualora l'avvolgimento secondario di 2720 spire risulti percorso da una corrente continua di 90 mA:

$$t = \frac{1{,}25 \times 2720 \times 0{,}09}{5000} =$$
$$= cm\ 0{,}061 = mm\ 0{,}61$$

Il traferro si realizzerà interponendo fra le due parti del nucleo un cartoncino avente uno spessore di 0,3 mm; vale ricordare infatti come con nuclei a W, i percorsi magnetici risultino due, per cui ogni punto di interruzione risulterà t/2 (fig. 19).

Le spire primarie risultano 2720 × 1,41 = 3836, con presa centrale, cioè alla 1918ª spira.

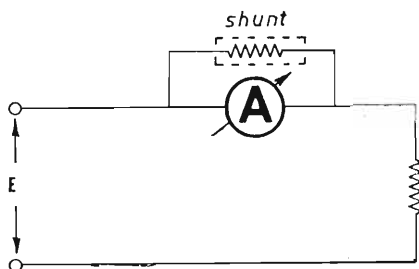



Fig. 20

Strumenti di misura.

Gli strumenti di misura si dividono in due grandi categorie: quelli per corrente continua e quelli per corrente alternata.

Quali strumenti si impiegano per misurare le varie grandezze elettriche

Differenze di potenziale: voltmetri.

Correnti : { amperometri, milliamperometri, microamperometri, galvanometri.

Potenze : wattmetri.

Parlate degli strumenti per corrente continua.

Gli strumenti per misurare correnti e tensioni continue si avvalgono del principio secondo il quale una bobina, libera di ruotare su se stessa, posta in un campo magnetico (in genere prodotto da un magnete permanente), se percorsa da una corrente continua, diviene sede di una forza ponderomotrice, in un senso determinato, che provoca uno spostamento angolare rispetto alle linee di forza del campo magnetico. Questo spostamento è, fra l'altro, proporzionale alla intensità della corrente che attraversa la bobina.

Tutti gli strumenti di questo genere, detti a bobina mobile, anche se tarati in volt, sono basilarmente dei misuratori di corrente. A seconda della loro sensibilità, gli strumenti che misurano corrente, sono tarati in ampere, milliampere, microampere. Si può aumentare la portata di uno strumento ponendo in parallelo ad essa una resistenza tarata detta shunt (figura 20).

Attraverso tale resistenza, generalmente molto bassa, scorre una parte della corrente mentre un'altra aliquota attraversa lo strumento di misura A.

Supponiamo ad esempio che la resistenza shunt sia nove volte minore di quella interna dello strumento. Per portare la lancetta a fondo scala sarà necessaria una

corrente dieci volte maggiore di quella che si legge quando lo strumento va a fondo scala senza lo shunt.

Perchè gli amperometri hanno resistenze shunt?

Le resistenze shunt (o parallelo) permettono ad una sola porzione della corrente da misurare di passare effettivamente attraverso lo strumento; quindi, variando shunt, si può usare lo stesso strumento (milliamperometro) per molte portate.

Cos'è il milliamperometro del D'Arsonval?

E' lo strumento base da cui derivano voltmetri, amperometri, decibelmetri ohmetri, strumenti per c.c., c.a. ecc. Tali strumenti si differenziano per le resistenze, serie o parallelo, per la presenza o meno di raddrizzatori o per il tracciamento della scala.

Il milliamperometro o galvanometro del D'Arsonval è costituito da un magnete permanente a ferro di cavallo e da una bobinetta mobile con lancetta indicatrice, montata su perni. I perni della bobine sono impostati su sedi di pietra dura; il movimento è limitato da due molle antagoniste (fig. 21).

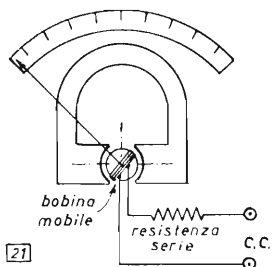



Fig. 21

La bobina è posta fra le espansioni polari del magnete; la corrente, passando nelle spire della bobine, crea un campo magnetico che reagisce con quello del magnete.

Descrivete un voltmetro.

Il voltmetro a bobina mobile per corrente continua è semplicemente un milliamperometro avente in serie un'alta resistenza, opportunamente tarata, sí che, allo scorrere della corrente, la lancetta ha un certo spostamento angolare. Sul quadrante viene fatta la lettura direttamente in volt (fig. 21).

La massima tensione leggibile, con uno strumento del genere, dipende dalla resistenza in serie e dal suo isolamento (per le tensioni molto grandi). Supponiamo d'avere uno strumento della portata di 1 mA, fondo scala; se gli si pone in serie una resistenza di 100.000 ohm, per la legge di Ohm avremo:

$$V = I \cdot R = \frac{1}{1000} \cdot 100.000 = 100 \text{ V fondo scala}$$

La tensione massima misurabile risulta di 100 V.

Se si mette una resistenza più elevata, la tensione misurabile è maggiore. Un voltmetro molto usato in radiotecnica è il 20.000 ohm per volt, che impiega un microamperometro da 50 μA: occorre aggiungere in serie ad esso una resistenza da 20.000 ohm per ogni volt di fondo scala. Per 1.000 V f.s. la resistenza moltiplicatrice è di $20.000 \times 1.000 = 20\,M\Omega$.

Descrivete uno strumento multiplo.

Disponendo di milliamperometro a bobina mobile che abbia ad es. la sensibilità di un mA fondo scala, si può realizzare un misuratore di corrente e di tensione di varia sensibilità inserendo degli shunts e dei moltiplicatori come si vede nello schema di fig. 22. Spostando il commutatore K1 in posizione 1, lo strumento farà le letture di un milliampere se anche il commutatore K2 trovasi nella posizione 1. Se K2 rimane in posizione 1 e si sposta K1 successivamente nelle posizioni 2, 3, 4, si inseriscono degli shunts che possono consentire le portate di 10, 100, 500 milliampere. Riportando 1 nella posizione 1 ed azionando K2 si possono inserire succes-

sivamente i moltiplicatori R1, R2, R3 per le letture di tensione ad es. di 10, 100, 500 volt.

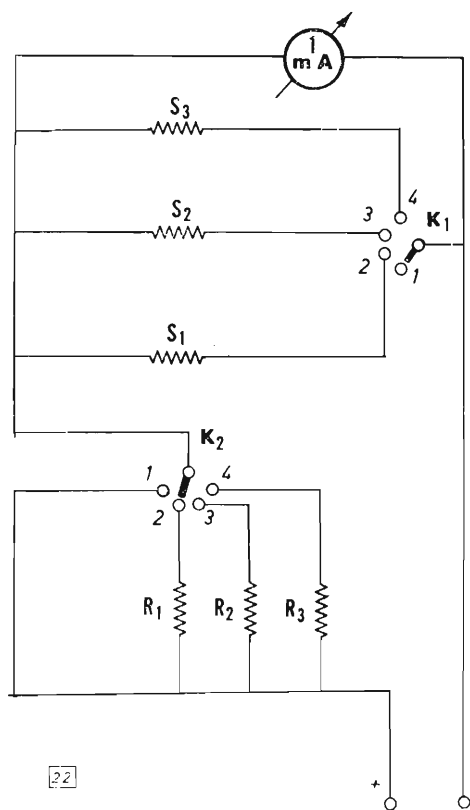



Fig. 22

Quanti « ohm per volt, » occorrono impiegando come voltmetro un milliamperometro da un milliampere fondo scala?

Mille ohm per volt. Infatti: ohm per volt $= \frac{1}{I}$ dove I è la corrente di fondo scala (f.s.) espressa in ampere; quindi se f.s. è uguale ad un milliampere, $\frac{1}{0{,}001} =$ 1000 Ω.

Quale voltmetro assorbe meno energia dal circuito?

Quello che presenta la più elevata resistenza interna. Il migliore è il voltmetro elettronico; per alti valori di tensione, anche quello elettrostatico.

Parlate di strumenti utili nel laboratorio del radiotecnico.

Uno strumento molto utile è l'ohmmetro costituito da un milliamperometro a bobina mobile e da alcune resistenze moltiplicatrici. Lo strumento viene alimentato con una pila a secco (fig. 23). Mediante una resistenza variabile, dopo aver chiuso il circuito, si fa sì che l'indice dello strumento si porti a fondo scala. Successivamente si apre il circuito e si inserisce la resistenza sconosciuta. L'indice avrà uno spostamento minore. Mediante opportuna taratura, si possono misurare, con una certa approssimazione, le resistenze comprese fra qualche ohm e qualche megaohm. Come è evidente a minore spostamento della lancetta corrisponde una maggiore resistenza.

— I ponti di misura, basati sulle leggi di Kirckhoff in corrente continua ed alternata, servono a misurare con alta precisione le resistenze, le induttanze e le capacità.

— L'oscillatore modulato è un generatore di alta frequenza che viene modulato mediante un segnale di bassa frequenza. La frequenza dell'oscillatore può essere variata dalle onde lunghe alle onde corte. Esso, unito al misuratore di uscita, ed al si-

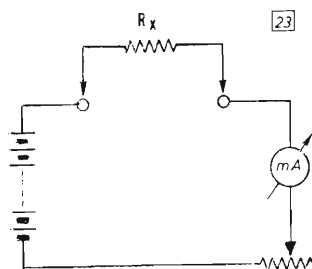



Fig. 23

gnal-tracer, serve alla taratura dei ricevitori ed alla ricerca dei guasti. Il misuratore di uscita è un voltmetro a bobina mobile munito di un raddrizzatore a semiconduttori che serve a misurare la tensione alternata che si presenta all'uscita di un radio-ricevitore. Tale tensione alternata è dovuta alla bassa frequenza che modula il segnale applicato all'entrata.

Il *Signal-tracer* è un piccolo amplificatore munito di un rettificatore al silicio.

Il rettificatore raccoglie la corrente ad alta frequenza in vari punti del ricevitore in prova e, dopo averla rettificata, la passa all'amplificatore che ha lo scopo di rendere udibile il segnale di bassa frequenza. Anche in questo caso l'alta frequenza modulata viene fornita dall'oscillatore e lo scopo del Signal-tracer è di rintracciare questo segnale fornito all'oscillatore modulato ed indicare in quale punto il segnale viene perduto a causa dell'avaria del ricevitore.

I voltmetri elettronici sono costituiti da un microamperometro e da uno o più tubi elettronici o transistori. Col voltmetro elettronico è possibile misurare debolissime tensioni anche aventi elevata frequenza (con l'ausilio del probe RF).

Il voltmetro elettronico rispetto agli altri strumenti ha il vantaggio di non consumare quasi nulla perchè la sua resistenza all'ingresso è di alcuni megaohm.

Le tensioni alternative misurate sono di cresta.

Parlate degli strumenti per la misura di corrente alternata.

Gli strumenti a bobina mobile non sono in grado di misurare direttamente la corrente alternata a meno che non siano muniti di un rettificatore, generalmente costituito da un piccolo raddrizzatore a semiconduttori.

Per le frequenze industriali e specialmente per forti correnti, si usano strumenti chiamati dinamometrici, elettrodinamici ed a ferro mobile; il loro nome dice il principio su cui ciascuno di essi si basa.

Per l'impiego come voltmetri tali strumenti debbono essere muniti, come nel caso di quelli a corrente continua, di resistenze moltiplicatrici. Strumenti di questo genere servono solo per la misura a frequenze industriali. Per la misura di tensioni e correnti a frequenza musicale si usano, invece, strumenti a bobina mobile con raddrizzatore. Per la radio frequenza non esiste strumento che sia in grado di fare le misure di tensioni direttamente.

Per le misure di correnti a radio frequenza si usano speciali amperometri detti a termo-coppia (fig. 24).

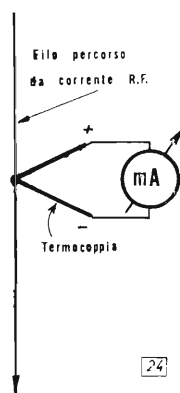



Fig. 24

Trattasi di un microamperometro a bobina mobile che è in grado di misurare la debole tensione sviluppata da una pila termoelettrica.

La pila termoelettrica, detta termocoppia, è costituita da due sottili fili in metallo diverso saldati in un punto; nel punto di saldatura è pure applicato un'altro filo, costituito da un conduttore resistivo che viene percorso dalla corrente a radio frequenza. La corrente riscalda la coppia e questa per l'effetto termoelettrico produce una debole f.e.m. proporzionale alla temperatura del punto di giunzione.

Per la legge di Joule, maggiore è il riscaldamento e maggiore dev'essere la corrente che l'ha prodotta, quindi, mediante opportuna taratura, è possibile eseguire la lettura delle correnti a radio-frequenza comprese fra un minimo di 0,1 e parecchi ampere.

Con quali amperometri si misurano le correnti ad alta frequenza?

Le correnti ad alta frequenza sono misurabili con:
- amperometri a termocoppia;
- amperometri a filo caldo;
- amperometri con rettificatori a semiconduttori.

Descrivete un amperometro elettrodinamico.

Nell'amperometro elettrodinamico vi sono due bobine, una fissa e l'altra collegata alla lancetta, montata su due perni. La seconda può quindi ruotare all'interno della prima.

Le bobine sono collegate in serie e quando la corrente le percorre, i campi magnetici che si creano tendono a respingere le bobine. In conseguenza, quella mobile ruota sui perni e lo spostamento angolare è proporzionale al quadrato della corrente.

Se due amperometri posti in serie sono eguali, saranno eguali le letture?

Anche se ben tarati, difficilmente le letture saranno eguali, infatti la precisione dello strumento di buona qualità è del 1,5%, quindi se la tolleranza è in senso opposto, una differenza del 3% fra le letture è ammissibile. Si ricordi che la tolleranza è sul fondo scala, quindi gli errori più grandi si hanno per le basse letture e cioè ad inizio scala.

Parlate dei wattmetri.

La potenza di una corrente si può misurare eseguendo le letture mediante un voltmetro ed un amperometro. Esistono però speciali strumenti che combinano insieme le proprietà dei voltmetri e degli amperometri e danno, direttamente, la lettura in watt. Questi strumenti, in genere di costruzione massiccia, servono per scopi industriali e non sono in grado di misurare la potenza resa da un'amplificatore di potenza di alta o bassa frequenza.

Quale voltmetro misura la tensione di cresta?

Il valore di cresta (o picco) della c.a. si legge con l'oscilloscopio a raggi catodici e con i voltmetri elettronici.

Che cos'è il telegrafo?

Il telegrafo si basa sull'effetto magnetico della corrente elettrica. La prima applicazione pratica si ebbe nel 1840 ad opera di Samuele Morse, mediante apparecchi impiegati anche oggidì, con poche modifiche.

Per la trasmissione, il Morse ideò il tasto telegrafico (fig. 25) costituito da una semplice barretta metallica imperniata in un punto intermedio e tenuta sollevata per mezzo di una molla. All'estremità sollevata, vi è una piccola impugnatura isolante. Premendo l'impugnatura, si chiude il circuito mediante due contatti: uno fisso ed uno mobile.

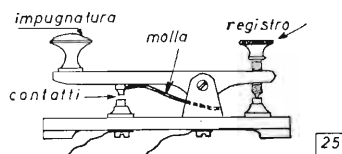



Fig. 25

Per la ricezione, il Morse ideò un'apparecchio costituito da un'elettromagnete la cui bobina è in serie alla linea di trasmissione ed alla pila (fig. 26). Premendo il tasto, circola la corrente e l'elettromagnete attira un'ancoretta di ferro dolce vincendo l'azione di una molla antagonista. L'ancoretta muovendosi aziona una leva che

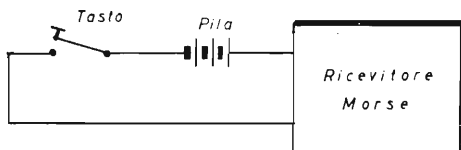



Fig. 26

spinge una sottile striscia di carta (detta comunemente zona), contro il bordo affilato di una piccola ruota costantemente bagnata di inchiostro. La « zona » è trascinata con moto uniforme da un meccanismo ad orologeria. Pertanto la ruota scrivente segna sulla zona un tratto breve o lungo a seconda della durata dell'impulso di corrente.

Nel traffico radiotelegrafico, il tasto è inserito nel trasmettitore radio.

La ricezione avviene « ad orecchio » e l'operatore, udendo la nota musicale più o meno lunga, traduce direttamente i punti e le linee in lettere dell'alfabeto.

Per la trasmissione radiotelegrafica, ad alta velocità, sono di uso corrente tasti semiautomatici con la leva a spostamento orizzontale, munita di un pendolino che scandisce ritmicamente i punti.

Nei tipi automatici la scansione è completamente elettronica.

Che cos'è il telefono?

Il telefono è un apparato elettrico che permette la trasmissione a distanza dei suoni e della parola. Nel telefono, le vibrazioni dell'aria prodotte dai suoni, vengono trasformate in correnti telefoniche alternate di frequenza corrispondente (per la parola da 300 a 3.000 Hz), che vengono lanciate sui fili conduttori colleganti i ricevitori telefonici. Qui le correnti alternate producono la vibrazione di una membrana che, a sua volta, genera onde sonore permettendo così, la riproduzione della parola o del suono.

Da che cosa è costituito un telefono?

Il telefono è un'apparato elettrico la cui parte trasmittente è costituita da un microfono a carbone e la parte ricevente da un telefono elettromagnetico.

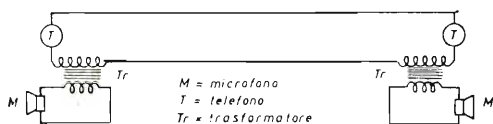



Fig. 27

Vi sono inoltre le pile eccitatrici del microfono ed i trasformatori di linea (figura 27).

Come è fatto un microfono a carbone?

Il microfono a carbone è costituito da una membrana, che comprime dei granuli di carbone, contenuti in una vaschetta che trovasi nell'interno del microfono. Le onde sonore fanno vibrare la membrana e questa, muovendosi, produce variazioni di pressione fra i granuli di carbone. I granuli di carbone hanno la proprietà di presentare una resistenza ohmica che varia notevolmente al variare della pressione di contatto fra un granulo e l'altro fig. 28).

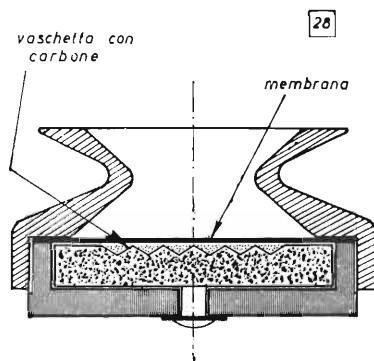



Fig. 28

La corrente della pila, che scorre nel circuito primario del trasformatore, subisce delle variazioni in un ritmo proporzionale a quello dell'onda sonora che li ha generati.

Per il fenomeno dell'induzione, al secondario del trasformatore si sviluppa una tensione alternativa la cui frequenza è eguale a quella dell'onda sonora che ha investito la membrana microfonica.

Il microfono a carbone ha il difetto di deformare i suoni (distorsione). Perciò la sua « qualità » è scadente; per la trasmissione radio e, specialmente per la radio diffusione, si impiegano microfoni di « alta qualità » del tipo piezoelettrico, magnetodinamico, dinamico, a nastro, a condensatore.

Come funziona un ricevitore telefonico?

Il ricevitore telefonico (fig. 29) è costituito da due piccoli magneti permanenti davanti ai quali trovasi una sottile lamina di ferro dolce. Il nucleo degli elettromagneti è costituito da una lega ad alta permeabilità. La corrente alternata prodotta dal microfono, passando attraverso il trasformatore, giunge alle bobinette degli elettromagneti e produce, per effetto dell'induzione elettromagnetica, aumenti e diminuzioni del flusso permanente dei nuclei.

La sottile membrana risente di queste variazioni di flusso e, entrando in vibrazione, genera le onde sonore.

La cuffia, per la ricezione dei segnali radio, è costituita da due ricevitori telefonici tenuti insieme da un supporto adeguato

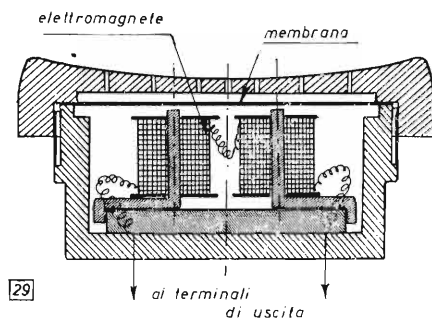



Fig. 29

PARTE SECONDA

RADIOTECNICA

CAPITOLO 1°

CIRCUITI RISONANTI E INDUTTORI

Che cos'è un circuito a resistenza, induttanza e capacità concentrate.

Un circuito elettrico percorso da corrente alternata ad alta frequenza, va guardato sotto un particolare punto di vista, perché, data la elevata frequenza in gioco, anche piccole capacità e piccole induttanze, sempre presenti, danno luogo a fenomeni di una certa importanza.

Nel circuito RLC vi sono: una certa capacità rappresentata da un condensatore, una certa induttanza rappresentata da un solenoide ed una resistenza pura. Anche se la resistenza venisse a mancare, come resistore; essa sarebbe presente lo stesso, sotto forma di resistenza del conduttore, del solenoide, dei contatti elettrodici del condensatore e perdite.

Applicando al circuito in serie una tensione alternativa a frequenza variabile, vediamo come la corrente del circuito venga a variare, variando la frequenza.

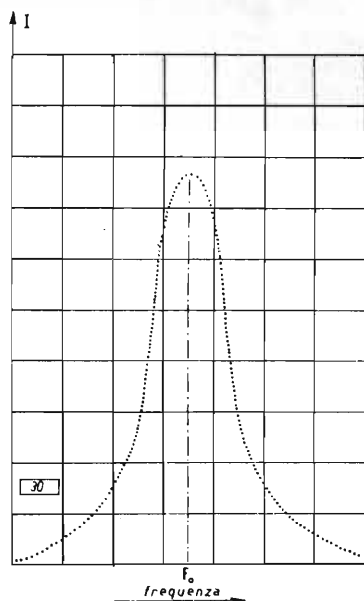



Fig. 30

Il comportamento della corrente può venire raffigurato con un grafico come quello visibile in fig. 30. Quando la f è bassa, la reattanza del condensatore è grande e quella dell'induttanza piccola. In questo caso il circuito presenta un'alta impedenza e vi scorre una piccola corrente.

Quando la f è alta, avviene il caso inverso perché la reattanza capacitiva è bassa e quella induttiva elevata.

Anche in questo caso la corrente sarà piccola. Vi è un punto (segnato Fo in figura 30) in cui la corrente diviene all'improvviso molto alta.

La Fo prende il nome di frequenza di risonanza del circuito.

Che cos'è la risonanza elettrica.

La reattanza induttiva rappresentata da un solenoide e la reattanza capacitiva di un condensatore, sono in opposizione, ma ambedue variano con la frequenza. Vi è una frequenza Fo detta risonanza, in cui la reattanza induttiva e quella capacitiva si equivalgono. A tale frequenza si ha quindi, l'annullamento reciproco delle reattanze ed il circuito presenta solo una resistenza pura R che si oppone allo scorrere della corrente. In quel particolare momento il circuito contenente R, L, C, viene detto in risonanza o sintonizzato.

Nei circuiti percorsi da radio frequenza, la reattanza opposta dalla bobina e dal condensatore è molto più elevata della resistenza pura opposta dai conduttori. Allontanandosi dalla frequenza di risonanza in più od in meno, viene a mancare l'effetto di reciproco annullamento delle reattanze ed allora la differenza fra le due reattanze dà come risultato una reattanza che cresce molto rapidamente. Questa particolarità fa sì che la curva della risonanza visibile in fig. 30 sia molto appuntita: ma se si introduce nel circuito una resistenza elevata rappresentata da un resi-

store, avviene che per gli stessi valori di L e C esisterà più di una frequenza nella zona intorno alla Fo, in cui si ha pressochè la medesima corrente.

Tale fenomeno rappresentato in fig. 31 viene chiamato smorzamento della curva di risonanza a causa della R elevata.

Un circuito con bassa resistenza dà luogo ad una curva molto appuntita e prende anche il nome di circuito ad elevato Q. Se la resistenza è considerevole il circuito dà una curva appiattita e dicesi anche basso Q.

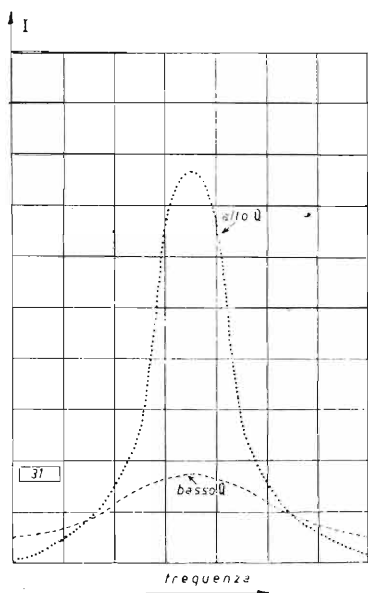



Fig. 31

Un circuito può essere a basso Q anche se non è presente alcun resistore ma se il condensatore e l'induttanza sono di qualità scadente (contatti difettosi, isolanti ad elevata perdita). In genere si cerca di ottenere circuiti ad alto Q perché molto selettivi e quindi in grado di esaltare una determinata frequenza a scapito di quelle vicine. In casi particolari, come la modulazione di frequenza e la televisione in cui sono necessari circuiti a basso Q, onde permettere il passaggio di parecchie frequenze in più o in meno nella Fo, si ricorre all'uso di resistori.

Che cosa si intende per circuito risonante in parallelo.

Nel circuito raffigurato in fig. 32 vedesi un circuito in cui R, L, C, formano una serie chiusa ed il generatore è disposto in parallelo alla combinazione. La corrente totale che scorre in questo circuito è minore della corrente che scorre nel ramo in cui si trova la più bassa reattanza. Se la corrente che scorre nei rami induttivo e capacitivo è di egual ampiezza, nei due rami le correnti avranno uno sfasamento di 180° e pertanto la corrente, detta di linea, sarà nulla.

L'impedenza in questo circuito visto ai capi del generatore tenderebbe all'infinito. Se le correnti che scorrono nei due rami: induttivo e capacitivo, sono eguali; la corrente nel generatore è nulla.

Infatti la corrente induttiva e quella capacitiva sono in opposizione di fase. Allora, l'impedenza, vista dal generatore, tende all'infinito.

In pratica però le due correnti non sono sfasate di 180° a causa di una certa resistenza inserita fra i due rami, che, come noto, è sempre presente. Questa resistenza fa sì che le relazioni di fase divengano minori di 90° nel ramo dove la resistenza è maggiore, perciò la differenza di fase sarà pure minore di 180° e le due correnti, non essendo in opposizione, non si annulleranno totalmente.

Però la corrente di linea può essere molto piccola, se la resistenza R è piccola in confronto alla reattanza alla risonanza. In tal caso l'impedenza presentata dal circuiin parallelo potrà essere molto grande e la curva di risonanza molto appuntita.

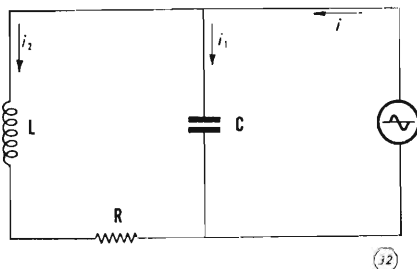



Fig. 32

Quando la frequenza applicata al circuito diviene maggiore o minore della Fo, la reattanza di un ramo cresce e quella dell'altro diminuisce. Naturalmente la corrente maggiore passerà nel ramo che ha una reattanza minore.

Più ci si allontana dalla Fo, è maggiore è la corrente di linea data dalla differenza fra le correnti dei due rami. Perciò l'impedenza del circuito in parallelo allontanandosi dalla Fo, tende a diminuire.

Nel caso di circuito in parallelo, la risonanza si può definire in tre maniere: è il momento in cui il circuito presenta la massima impedenza; oppure in cui il fattore di potenza è uguale ad uno essendovi solo presente una resistenza, ed infine come per il circuito in serie, quando le reattanze induttiva e capacitiva sono eguali.

La curva di risonanza di questo circuito è simile a quella visibile in fig. 30 e 31 però in ordinate al posto di I deve leggersi Z, ossia impedenza.

Circa lo smorzamento, valgono le stesse considerazioni del circuito risonante in serie, ed anche per il circuito in parallelo vale la definizione di alto e basso Q.

La resistenza è indipendente dalla frequenza?

Passando dalle basse alle alte frequenze si deve rispondere no. Infatti quando la corrente scorre in un conduttore, si crea intorno a quest'ultimo un campo magnetico che va nell'interno e nell'esterno. Nel caso di corrente alternata il campo magnetico interno induce una tensione dentro il conduttore che, per la legge di Lenz, tende ad opporsi alla tensione applicata. La tensione indotta è massima al centro del conduttore.

Inoltre al crescere di f aumenta l'energia irradiata dalla bobina e l'energia assorbita dalle masse circostanti. Tutte le perdite si traducono in un aumento di Rs e quindi una diminuzione di Q.

L'effetto « pelle ».

Si definisce così la tendenza della corrente alternata a fluire di preferenza nella parte superficiale dei conduttori. Nel caso della R. F., la corrente non scorre affatto all'interno del conduttore.

Questa particolarità giustifica l'impiego di fili per bobine a più conduttori (filo di Litz) nel caso di onde lunghe e medie. Per le onde corte una leggera argentatura elettrolitica del filo di grosso diametro o del tubo (in trasmissione) assicura le minori perdite e quindi eleva il Q (fattore di merito) delle bobine.

L'effetto « pelle » infatti, riducendo la sezione utile del conduttore, al crescere della frequenza, è una delle cause dell'aumento della resistenza a corrente alternata, che nel caso della R.F. è parecchie volte la resistenza a corrente continua.

Che cos'è il coefficiente di sovratensione.

Quando una tensione, avente la frequenza di risonanza, viene applicata ad un circuito in serie, la tensione ai capi dell'induttanza e del condensatore è notevolmente maggiore.

Il rapporto fra la tensione reattiva (ossia quella che si trova ai capi di L e C) e quella applicata, è proporzionale al rapporto fra X ed R. Perciò la relazione

$$Q = \frac{X}{R}$$

viene spesso denominata anche come determinante del coefficiente di sovratensione.

In altre parole: il coefficiente di sovratensione è definito dal quoziente della reattanza X (induttiva o capacitiva) alla resistenza di perdita R; quindi possiamo identificare Q come segue:

$$Q = \frac{\omega L}{R} \text{ (induttori);}$$

$$Q = \frac{1}{R \cdot \omega C} \text{ (condensatori).}$$

Che effetto ha il cortocircuito nelle bobine?

Cortocircuitando una o più spire di un induttore posto in un circuito L C, si alza la frequenza di risonanza in quanto l'induttanza L diminuisce.

Formule della risonanza.

$$L = \frac{25330}{C \cdot F^2}$$

$$C = \frac{25330}{L \cdot F^2}$$

$$F_o = \frac{159}{\sqrt{L \cdot C}}$$

L in μH
C in pF
F in MHz

Come si calcolano piccole variazioni di frequenza.

A piccole variazioni di capacità corrispondono piccoli δ F che si calcolano agevolmente con la:

$$\delta F = \frac{-7000}{2 \cdot 120} (-10) = + 290 \text{ kHz}$$

in cui C in pF
F ed F_o in kHz.

Esempio:

Co, alla risonanza = 120 pF
Fo, frequenza di risonanza = 7 MHz
δ C, decremento di C_o = 10 pF

$$\delta F = \frac{-7000}{2.120} \cdot 10 = + 290 \text{ kHz}$$

diminuendo C_o di 10 pF, la frequenza di risonanza sale a 7290 kHz.

In un circuito L C, se l'induttore è fisso, come deve variare C per raddoppiare la frequenza?

Per raddoppiare la frequenza di risonanza lasciando immutato L, occorre ridurre C ad un quarto del valore.

Occorre infatti eseguire il quadrato del coefficiente di moltiplicazione: se la frequenza si moltiplica per due, la capacità si dividerà per 2 al quadrato (cioè per quattro). Se la frequenza è tripla, per 3 al quadrato (la capacità si ridurrà cioè di nove volte).

Vale perciò la seguente regola: la frequenza di risonanza è inversamente proporzionale alla radice quadrata del proprodotto L C.

Lasciando inalterate le armature, cosa accade sostituendo il dielettrico di un condensatore?

La capacità dipende dalla costante dielettrica, quindi, se si introduce della mica fra le armature di un condensatore ad aria, la capacità aumenta tante volte quanto la costante dielettrica della mica.

Che cos'è lo smorzamento?

La celerità con cui diminuisce la corrente nel circuito risonante dopo essere cessato l'impulso di energia chiamasi smorzamento. Maggiore la resistenza R, maggiore sarà lo smorzamento. Pertanto un circuito ad alto Q avrà un basso smorzamento.

Se la resistenza di perdita è molto piccola (Q alto), il circuito poco smorzato, avrà un'eccellente selettività S.

$$S = \frac{1}{\sqrt{\left[Q \cdot \frac{2 \Delta f}{f} \right]^2 + 1}}$$

Com'è la impedenza di un circuito risonante in parallelo?

Alla risonanza, l'impedenza di un circuito in parallelo si identifica con la resistenza pura. Infatti, un circuito risonante in parallelo viene percorso alla risonanza, da una corrente di linea che praticamente è in fase con la tensione.

Alla risonanza, quando cioè le due reattanze di segno opposto sono eguali, se R in serie è piccola:

$$Z = \frac{L}{R . C} = \frac{\omega^2 L^2}{R} = \omega . L . Q$$

Poichè, usando condensatori ad aria, a mica, in ceramica di ottima qualità, la

maggior parte della R di perdita sta dal lato induttivo (fig. 33) appare ovvio il motivo per cui si insiste sulla costruzione e sistemazione delle bobine.

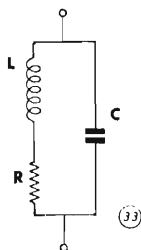



Fig. 33
Si immagina che tutte le perdite siano concentrate nel ramo induttivo

Le curve di risonanza più appuntite si hanno quando Q ha il più alto valore.

Il reciproco di Q si chiama « decremento » ed è espresso dalla formula:

$$d = \frac{R}{\omega L}$$

La resistenza in parallelo.

In un circuito con L e C in parallelo, alla risonanza le due correnti reattive non sono esattamente in opposizione, a causa delle perdite introdotte da R_s: resistenza in serie alle reattanze. In conseguenza di ciò, il Q ha un valore finito: al max 500; e scorre una certa « corrente di linea »: i della fig. 32.

A vuoto l'energia viene dissipata dalla perdita; quando a questa si aggiunge il consumo di un utilizzatore: antenna, stadio pilotato ecc., è come se in parallelo ad $L \cdot C$ ponessimo una resistenza (R_p) che consumasse « utilmente » energia.

Il Q del circuito caricato (Q_c) è ovviamente molto più basso del Q a vuoto (Q_v).

$$Rp = \frac{X^2}{R_s}$$

in cui X è la reattanza di L o C, che alla risonanza è eguale, seppur di segno contrario.

Ricordiamo che $Q = \frac{X}{R_s}$ quindi è anche vera la relazione $Rp = X \cdot Q$.

Esempio:

Sia richiesto un Q sotto carico, di 12 e contemporaneamente una resistenza di carico (R_p) di 6000 ohm.

Per facilità di calcolo si cerca la reattanza induttiva: $X = \omega L$

$$X = \frac{R_p}{Q} = \frac{6000}{12} = 500 \text{ ohm}$$

Verifica:

A causa della presenza del carico, la R_s, che a vuoto era piccolissima, ha assunto un valore di parecchi ohm.

$$R_s \text{ (a carico)} = \frac{X}{Q_c} = \frac{500}{12} = 41{,}66 \text{ ohm}$$

$$R_p \text{ (equival.)} = \frac{X^2}{R_s} = \frac{25.10^4}{41{,}66} = 6000 \text{ ohm}$$

Come si comporta un condensatore posto in serie ad un circuito a corrente alternata.

Se nel circuito vi è soltanto C e la tensione del generatore è costante, mentre la frequenza può variare, la corrente circolante sarà proporzionale alla frequenza, ossia crescerà con essa.

La corrente nel condensatore è in anticipo di 90° sulla tensione.

Quali condensatori è bene usare in un filtro.

I condensatori ideali per questo scopo devono avere perdite bassissime ed induttanza propria trascurabile. Il tipo di condensatore dipende altresì dalla frequenza di lavoro, la quale a sua volta determina l'ammontare della capacità.

Alle frequenze più basse occorrono grandezze dell'ordine dei microfarad: a carta impregnata di olio; alle frequenze medie in genere: condensatori a mica di qualche migliaio di pF; alle frequenze più alte infine, si useranno condensatori ceramici molto stabili, oppure condensatori ad aria.

Che effetto hanno le perdite in un circuito risonante.

Equivalgono ad una resistenza, posta in serie od in parallelo, che dissipa energia; pertanto il Q (fattore di merito) del circuito, viene abbassato e la selettività si appiattisce.

Definire il Q (fattore di merito) di un induttore.

Vale quanto detto sopra, quindi

$$Q = \omega L : R .$$

In un circuito accoppiato se il condensatore è di ottima qualità, il Q del circuito dipende quasi esclusivamente dal Q_L ossia dal fattore di merito della bobina.

Cos'è il coefficiente d'accoppiamento?

E' il rapporto tra l'induttanza mutua effettiva e la massima teoricamente possibile fra due bobine di caratteristiche definite.

Sia l'induttanza mutua 0,1 H tra due bobine di rispettivamente 0,2 e 0,8 H: trovare il coefficiente d'accoppiamento.

Si applichi la formula

$$M = K \sqrt{L_1 \; L_2}$$

in cui M è la induttanza mutua, K il coefficiente d'accoppiamento, L espressa in henry.

$$K = M : \sqrt{L_1 L_2} = 0{,}1 : \sqrt{0{,}2 \cdot 0{,}8} =$$

$$= 0{,}1 : \sqrt{0{,}16} = 0{,}1 : 0{,}4 = 0{,}15$$

Che cos'è l'effetto volano.

Un circuito costituito da induttanza e capacità si comporta in maniera simile ad un volano meccanico.

Infatti proprio come un volano continua a girare dopo aver ricevuto un impulso di energia, per effetto della sua massa; così in un circuito risonante le oscillazioni elettriche esistono anche dopo che è cessato un breve impulso di energia. Ciò avviene perchè è presente una certa energia immagazzinata nel campo magnetico della bobina ed in quello elettrico del condensatore.

Quando cessa l'impulso, l'energia continuerà ad andare avanti ed indietro dalla bobina al condensatore. Il fenomeno si prolungherebbe all'infinito se non vi fosse una certa resistenza, per cui una parte dell'energia viene dissipata sotto forma di calore. Il tempo di durata delle oscillazioni è proporzionale al rapporto fra la energia immagazzinata e quella dissipata nella resistenza, durante ogni ciclo di oscillazione.

Questo rapporto ha pure il nome di Q: fattore di qualità del circuito.

L'energia immagazzinata dipende dalla reattanza X del circuito e da quella parte di energia dissipata dalla resistenza R. Pertanto si può scrivere la formula.

$$Q = \frac{X}{R} = \frac{\omega L}{R} = \frac{2 \pi f L}{R}$$

Dei circuiti ad alto e basso Q si era già parlato a proposito della fig. 30.
Conviene qui ricordare che come si vede dalla formula Q ed R sono inversamente proporzionali, e quindi per avere un Q elevato, oltre ad una forte X è richiesta una R serie molto bassa.

Il Q del circuito volano di un amplificatore di potenza.

Il volano rappresenta il carico di un amplificatore RF di potenza. Esso deve essere costituito da ottimi componenti, in modo che il Q a vuoto sia il più alto possibile: infatti più alto il Q_v, minore l'energia perduta per dissipazione.

Il $Q_c = Q$ sotto carico, quando il volano trasferisce l'energia ad un utilizzatore, va scelto sotto due punti di vista:
— rendimento;
— discriminazione delle armoniche.

I valori ottimi di compromesso stanno fra 15 e 10. Sotto 10, la discriminazione delle armoniche non è sufficiente e per di

più si hanno difficoltà a realizzare un buon accordo, perché l'impedenza del volano non è puramente resistiva.

Impedenza del circuito in parallelo fuori risonanza.

Alle altre frequenze, la corrente cresce nel ramo che ha la più bassa reattanza ed allora il circuito non è puramente resistivo (diviene anche reattivo) e la componente resistiva della impedenza varia proporzionalmente.

Si ha uno sfasamento che risulta positivo quando la reattanza induttiva ωL è maggiore di quella capacitiva $\frac{1}{\omega C}$

L'impedenza Z, per frequenze fuori risonanza, non si esprime più con la facile formula di prima, ma diviene:

$$Z = \left[\sqrt{\frac{R^2 + L^2 + \omega^2}{R^2 + \left[\omega L - \frac{1}{\omega C} \right]^2}} \right] : \omega C$$

Per frequenze fuori risonanza, si ha uno sfasamento di cui si deve tener conto:

$$\text{tg}\ \varphi = \frac{\omega^2 L C \left[\omega L - \frac{1}{\omega C} \right] + R^2}{R}$$

Alla risonanza invece φ è uguale a zero.

Dimostrare l'importanza del rapporto L/C.

Per una determinata frequenza si può ottenere risonanza di un circuito sia disponendo di una elevata induttanza ed una bassa capacità o viceversa. Le combinazioni sono moltissime, ma se in ogni caso si ottiene la risonanza, l'effetto volano del circuito è diverso a seconda delle combinazioni.

Talvolta come nel caso del circuito risonante che determina la frequenza di un tubo oscillatore, per aumentare la stabilità, si ricorre ad un circuito risonante avente alta capacità a piccola induttanza. Tal'altra, come nel caso dei circuiti sintonizzati degli amplificatori di alta frequenza nei ricevitori si preferiscono circuiti con bassa capacità ed elevata induttanza.

Rapporto L/C di un circuito volano.

Il circuito volano è anche il trasferitore dell'energia dal generatore al carico.

Per motivi noti, il Q_c deve essere compreso fra 10 e 15; però l'impedenza di uscita del tubo o del transistore e l'impedenza presentata dal volano debbono essere coniugate.

Per soddisfare questa seconda condizione, è evidente che il rapporto L/C non può essere arbitrario, ma dipende dall'impedenza di uscita del generatore. In pratica, essendo noti Q_c e la impedenza ottima del generatore, si applica la:

$X_L = \frac{R_p}{Q_c}$, per trovare il valore di L, donde si deduce C.

Esempio:

Sia Rp = 6000 ohm; $Q_c = 12$

$$\omega L = \frac{6000}{12} = 500 \text{ ohm}$$

Alla frequenza di 7 MHz, $\omega = 44.10^6$ allora

$$L = \frac{500}{44.10^6} = 11{,}3\ \mu H$$

per ottenere la risonanza, il condensatore C, sarà circa 47 pF.

Qual'è la reattanza totale di due induttori posti in serie.

1 - Se manca l'accoppiamento è quindi la mutua induttanza M = zero, la reattanza totale è la somma della reattanza dei due induttori e cioè $Lt = L_1 + L_2$.

2 - Se il coefficiente d'accoppiamento è unitario e se i flussi sono in fase, l'induttanza totale è quattro volte l'induttanza di ciascuna, infatti $L_1 + L_2 + 2M$, in cui $M = \sqrt{L_1 L_2}$ e quando il coefficiente è unitario ed $L_1 = L_2$, si ha anche $M = L$.

3 - Se i flussi sono opposti $L_t = L_1 + L_2 - 2M$.

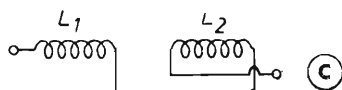
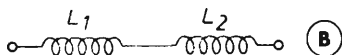
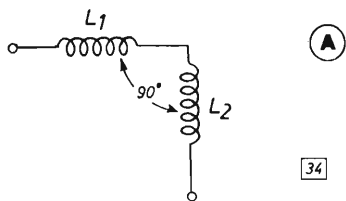



Fig. 34

Fig. 34: in A manca la mutua induttanza; in B gli induttori sono in serie, molto vicini e concordi; in C gli induttori sono come in B, ma in opposizione.

Che cosa si intende per circuiti accoppiati.

Due circuiti a costanti concentrate si dicono accoppiati quando l'energia può venire trasferita dall'uno all'altro.

Il circuito che fornisce l'energia prende il nome di primario, quello che la riceve: di secondario.

In certi casi il circuito secondario può dissipare l'energia ricevuta, in altri funzionare semplicemente come mezzo di trasferimento ad un carico di utilizzazione.

Che cos'è il coefficiente d'accoppiamento.

Il coefficiente d'accoppiamento è il grado di accoppiamento fra due circuiti, e nel caso della mutua induttanza effettivamente presente rispetto alla mutua induttanza ottenibile teoricamente dalle due bobine.

E' evidente che tale coefficiente, indicato con K, non può essere maggiore di uno.

Infatti la formula dove M rappresenta la mutua induttanza, L_1 l'induttanza del primario ed L_2 l'induttanza del secondario, dice che:

$$K = \frac{M}{\sqrt{L_1 \cdot L_2}}$$

In quale maniera si possono accoppiare due circuiti?

I metodi di accoppiamento più usati sono quelli visibili in fig. 35.

Quelli illustrati in A, B, D, sono tre varianti del sistema di accoppiamento diretto. Il grado di accoppiamento fra i circuiti di entrata e di uscita cresce al crescere della reattanza di L_k e C_k della resistenza di accoppiamento R_k.

In E vedesi il circuito ad accoppiamento elettrostatico, più noto come accoppiamento capacitivo in testa dove il grado di accoppiamento aumenta al crescere della capacità C_k perchè la reattanza di esso diminuisce. In F vedesi il circuito ad accoppiamento induttivo. In quest'ultimo, come nel caso dei trasformatori di bassa frequenza, il trasferimento di energia avviene attraverso il campo magnetico, ma

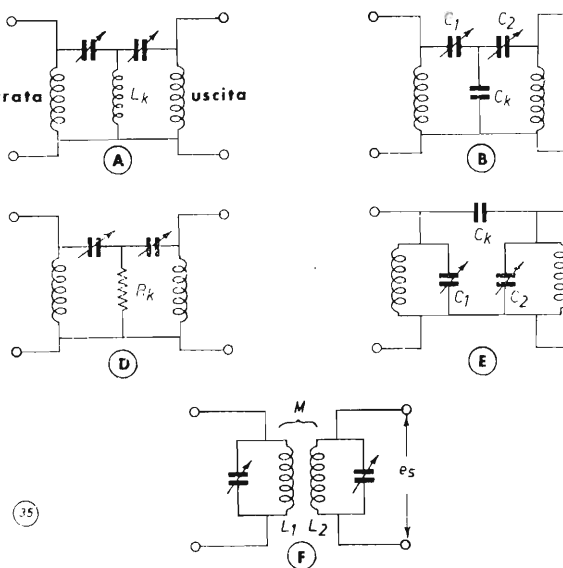



Fig. 35

siccome soltanto una piccola percentuale del flusso primario abbraccia le spire secondarie; non è sufficiente il rapporto fra spire primarie e secondarie per determinare il rapporto di trasformazione, dal punto di vista della tensione, corrente ed impedenza. Per determinare tale rapporto interviene il coefficiente di accoppiamento

$$K = \frac{M}{\sqrt{L_1 \cdot L_2}}$$

Per gli altri tipi di accoppiamenti le formule sono diverse a seconda dell'elemento accoppiatore impiegato

Per il circuito B:

$$K = \frac{\sqrt{C_1 \, C_2}}{C_k}$$

Per il circuito E, molto usato con induttori singolarmente schermati:

$$K = \frac{C_k}{\sqrt{C_1 \, C_2}}$$

Curva di selettività.

Con i circuiti strettamente accoppiati, la risonanza avviene in tre punti diversi (figura 36):

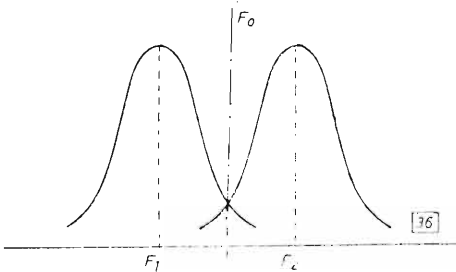



Fig. 36

F_0 = frequenza propria di risonanza di ciascun circuito;

$F_1 = F_0 \sqrt{1 + K}$

$F_2 = F_0 \sqrt{1 - K}$

La situazione è illustrata nella figura 37 (in cui si è posto Q = 100). L'insellatura alla F_0, l'altezza dei due picchi, la

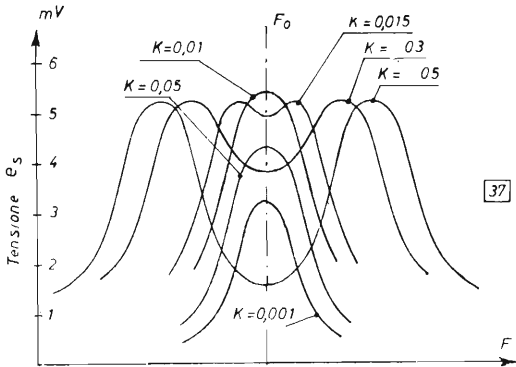



Fig. 37

forma della curva globale, dipendono dal Q delle bobine, del carico, dalle varie perdite, ma soprattutto dal grado di accoppiamento K.

Definire il grado d'accoppiamento.

La più importante caratteristica dei circuiti di fig. 35 è l'andamento della tensione secondaria e_s. Abbiamo visto in precedenza come essa definisca la « curva di selettività » in funzione del grado di accoppiamento.

Esso, in dipendenza al K, può essere « lasco », « critico » o « stretto ».

Si dice « lasco » un accoppiamento che dà una curva e_s come in figura 37 con K = 0,001. Stringendo l'accoppiamento il picco si alza e diviene più arrotondato (figura 37, K = 0,005).

Questo effetto aumenta stringendo l'accoppiamento finché la resistenza secondaria, trasferita al primario, è uguale a questa.

Il coefficiente d'accoppiamento in questa condizione è definito « critico ».

Con esso si ottiene la massima tensione secondaria, la curva di selettività è appiattita ed i fianchi sono relativamente ripidi (condizione K = 0,01 in fig. 37).

Oltre l'accoppiamento critico, si ha l'accoppiamento «stretto» che comporta l'apparizione di due picchi, tanto più distanti fra loro quanto maggiore è il grado di accoppiamento K.

$$K_{crit.} = \frac{1}{\sqrt{Q_1 Q_2}}$$

perciò se $Q_1 = Q_2 = 100$; $K_{crit.} = 0{,}01$.

In fig. 37 il Q è appunto uguale a 100.

Le migliori condizioni di « passa banda » si hanno con $K = 0{,}015$.

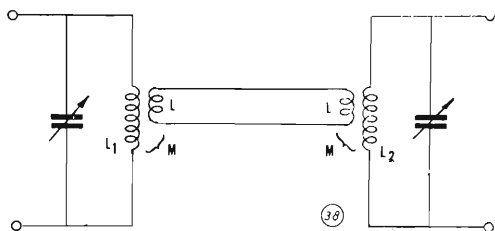



Fig. 38

Parlate dell'accoppiamento a link.

Due circuiti accoppiati induttivamente presentano anche un certo accoppiamento elettrostatico dovuto alla capacità fra le spire della bobina. L'accoppiamento elettrostatico è talvolta dannoso al buon funzionamento dei circuiti; lo si può ridurre col sistema a link visibile in fig. 38.

Le due bobine indicate con L prendono il nome di link e sono costituite da poche spire. Esse vengono collegate attraverso due conduttori che possono essere paralleli intrecciati o coassiali ed avere anche una certa lunghezza.

L'induttanza mutua M ad entrambe le estremità del link equivale alla mutua induttanza fra L_1 ed L_2.

L'accoppiamento a link, largamente usato nei trasmettitori, permette la riduzione dell'accoppiamento elettrostatico a valori trascurabili, consente il trasferimento dell'energia a radio frequenza a distanze anche di qualche metro con perdite minime, e permette, infine, la eliminazione di certe bobine di arresto.

Dove si può impiegare il «link»?

In qualsiasi stadio a R.F. del trasmettitore come del ricevitore.

Che cos'è un filtro elettrico?

Ogni combinazione di induttanza capacità e resistenza collegate in una certa maniera è in grado di esaltare certe frequenze e di attenuarne altre.

Un circuito del genere, che agisce in guisa di filtro, prende, appunto, il nome di filtro elettrico. Vi sono molte applicazioni nelle quali si desidera far passare una corrente continua bloccando la componente alternativa che si trova nello stesso circuito; oppure far passare una gamma di frequenze al di sopra o al di sotto di una certa frequenza, attenuando tutte le altre. Ciò è possibile mediante una delle combinazioni di R, L, C, visibili nelle figg. 39 a-b.

L'azione del filtro è basata sulla proprietà di presentare una impedenza molto alta per le frequenze da eliminare e molto bassa per quelle di accettare. Questo vale anche nel caso di una corrente continua con una componente alternativa in quanto la

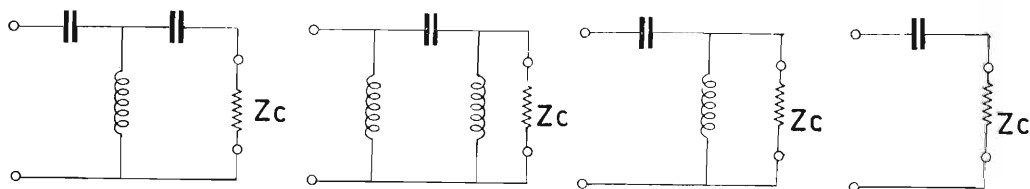
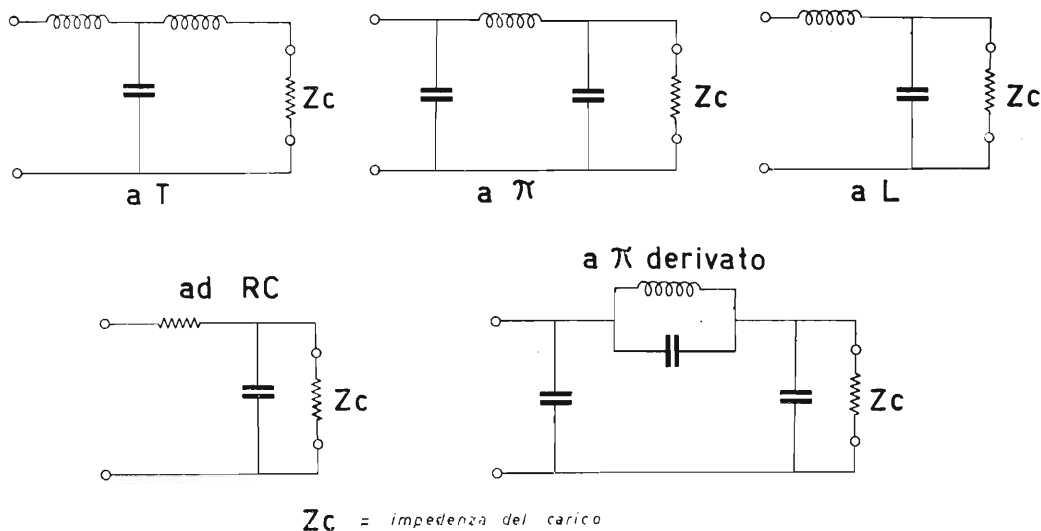



Fig. 39 A

Fig. 39 B

corrente continua si può considerare come una corrente alternata a cui il filtro offre una bassissima resistenza, eguale alla resistenza ohmica delle bobine.

Se la banda di frequenza da passare è maggiore di una ottava (rapporto 2 : 1) oppure si vogliono passare tutte le frequenze al di sopra od al di sotto della frequenza di risonanza del filtro (frequenze di taglio) i circuiti più idonei sono quelli ad L, T, π della fig. 39 B .

Quando invece non si vuole una attenuazione marcata, si impiega un filtro a resistenza e capacità (RC della fig. 39) impiegato comunemente per disaccoppiare i circuiti radioelettrici fra di loro.

Nel filtro a π derivato si ha una attenuazione particolarmente forte per una certa frequenza (filtro elimina-banda).

Che cosa sono i filtri « passa banda » ?

Sono filtri che hanno lo scopo di far passare una banda di frequenze, attenuando quelle al di sopra ed al di sotto della banda desiderata.

Tipici sono i trasformatori a frequenza intermedia nei ricevitori a supereterodina o quelli analoghi impiegati nei trasmettitori per SSB.

I circuiti accoppiati illustrati in fig. 35 sono dei buoni passa-banda.

Quando però si voglia una curva di selettività con fianchi eccezionalmente ripidi, il Q delle normali bobine accoppiate al $K_{crit.}$ risulta insufficiente.

Si ricorre allora ai filtri piezoelettrici od a quelli meccanici o, quanto meno, a bobine racchiuse in nuclei « ad olla » di ferrite.

Cos'è l'effetto piezoelettrico?

I cristalli in genere, manifestano la particolarità di elettrizzarsi in seguito ad una azione meccanica. Se si comprime in una certa direzione una lamina ricavata da un cristallo, una delle facce della lamina assume una carica positiva e l'altra negativa. Cessando la compressione, cessano le cariche; sottoponendo il cristallo a dilatazione per trazione, le cariche sulle facce compaiono invertite nel segno. Il fenomeno si deve alla struttura regolare del cristallo, costruito con atomi in parte caricati positivamente e in parte negativamente che,

allo stato di riposo si equilibrano. Comprimendo il cristallo, si disturba l'ordine degli atomi i quali, obbligati ad abbandonare il legame che li teneva uniti, possono manifestare cariche elettriche in superficie.

La piezoelettricità si presenta anche in senso inverso; quindi applicando alle facce del cristallo una differenza di potenziale, si ha un effetto di contrazione o di dilatazione a secondo del segno della carica elettrica applicata ad una determinata faccia. Se le cariche elettriche si alternano con successione regolare, la lamina si contrae e si dilata ritmicamente.

L'effetto piezoelettrico viene sfruttato per la costruzione di microfoni, rivelatori fonografici, cuffie, ecc. La piezoelettricità dei cristalli di quarzo serve in particolare per stabilizzare le emissioni radio, per la costruzione di filtri elettrici, di risonatori per la utilizzazione degli ultrasuoni.

Parlate del quarzo piezoelettrico.

Una lamina di quarzo di un determinato spessore manifesta la sua risonanza nel campo delle radiofrequenze e per questo motivo trova tante applicazioni nella tecnica elettronica.

Sappiamo che il quarzo, come ogni altro cristallo, ha una certa elasticità che gli consente di comprimersi e dilatarsi; esso, come fosse un diapason, ha pure una frequenza propria di vibrazioni. Se alle facce della lamina si applica una tensione alternativa che coincide con la frequenza di vibrazione del cristallo, si avrà un ritmo di oscillazioni molto intenso, tale che, in certe condizioni, si può produrre la frattura della lamina stessa. Il quarzo tagliato in lamine di un determinato spessore, risuona per una particolare frequenza e per quelle immediatamente vicine, con un minimo scarto; la sua curva di risonanza è quindi molto più acuta di quella di un circuito oscillante costituito da induttanza e capacità; si usa quindi dire che il Q di un cristallo è molto maggiore del Q di un circuito oscillante costituito da induttanza e capacità.

Parlate dei filtri a cristallo.

Il Q di un cristallo è enormemente maggiore di quello del miglior circuito risonante. Per questa ragione si usa includere delle lamine di quarzo montate fra due elettrodi, nei circuiti in cui si voglia far passare una ristretta banda di frequenze con elevata attenuazione di quelle immediatamente vicine. In fig. 40 si vedono due schemi di filtri a cristallo e le relative curve di adempienza. In A vedesi lo schema ad un solo cristallo, generalmente impiegato nell'amplificatore FI dei ricevitori professionali, il condensatore C ha lo scopo di alterare la pendenza della curva e viene denominato « comando di fase ». Variando la sua capacità dal massimo al minimo, la curva può presentare una mag-

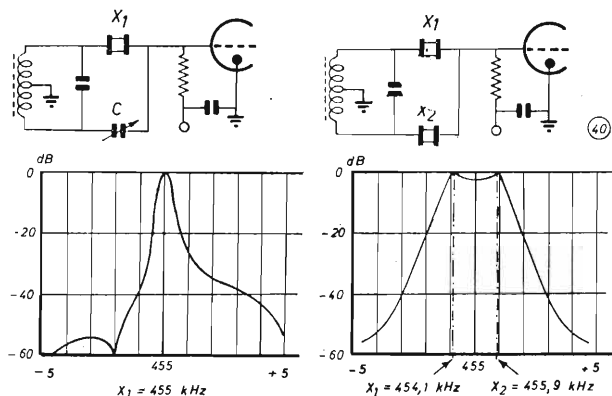



Fig. 40

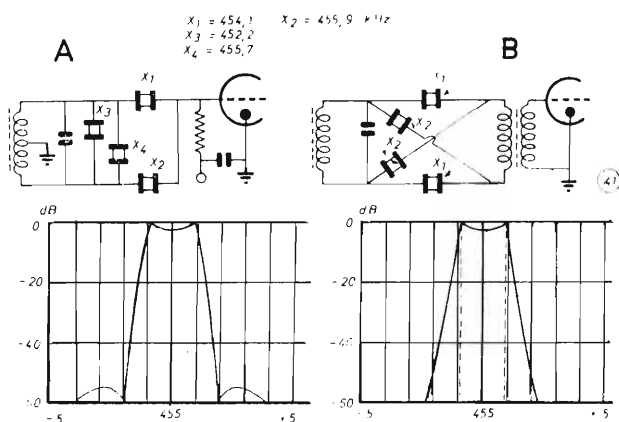



Fig. 41

giore ripidezza oppure essere quasi simmetrica; esso consente pure, leggere variazioni della frequenza di risonanza, permettendo una rejezione regolabile del segnale interferente. In B il condensatore C è sostituito da un cristallo avente una frequella di risonanza di 1,8 kHz più alta; la larghezza di banda è di circa 2 kHz in cresta e 10 kHz alla base. In fig. 41 vedesi un filtro più complesso in cui la larghezza di banda è di 2 kHz in cresta e 4 kHz alla base; i cristalli in serie esaltano le frequenze da passare; quelli posti in parallelo, attenuano le frequenze adiacenti ai due lati della banda passante; in fig. 41 B vedesi un filtro a traliccio (lattice) in cui si impiegano cristalli eguali a coppie, quello di fig. 41 A è a mezzo traliccio.

Cosa sono i filtri meccanici?

I filtri meccanici si basano sul fenomeno della magnetostrizione: un materiale ferromagnetico posto in un campo magnetico varia la sua lunghezza, ecco il significato di magnetostrizione. Il nichel ha notevoli proprietà magnetostrittive e, se posto sotto forma di sbarretta nel campo magnetico di una bobine percorsa da alta frequenza, può entrare in vibrazione quando la sua lunghezza fisica è in una certa relazione rispetto alla frequenza. Per esempio, la frequenza naturale delle vibrazioni longitudinali di una sbarretta di nichel lunga 25 mm è di 100 kHz. Il fenomeno può essere sfruttato per la realizzazione di filtri a fronte molto ripido in quanto il Q meccanico del nichel è elevatissimo e basta allontanarsi di pochi Hz dalla frequenza di risonanza per registrare attenuazioni notevolissime.

Le proprietà del nichel sono però ridotte dalle perdite prodotte dalle correnti disperse nel metallo e quindi il Q elettrico di una bobina con nucleo di tal genere, sarebbe di molto inferiore al Q meccanico del nichel.

Le ferriti, materiali magnetici di natura più ceramica che metallica, hanno permesso la pratica realizzazione di filtri elettrici basati sulla magnetostrizione, essi infatti hanno una alta resistività elettrica e quindi le correnti parassite dei nuclei sono trascurabili; per il resto le ferriti si comportano come detto sopra per il nichel.

I filtri meccanici sono costituiti da bobine risonanti sulla frequenza di lavoro e da elementi di accoppiamento con risonatori ottenuti mediante cilindretti di ferrite di determinate dimensioni fisiche, le dimensioni dei cilindretti vengono calcolate secondo la frequenza di lavoro e la qualità dei materiali componenti la ferrite.

In fig. 42 si vede la curva di risonanza di un filtro meccanico realizzato da una nota ditta, per migliorare la selettività dei ricevitori; tale filtro può essere vantaggiosamente impiegato nei trasmettitori a banda laterale unica, sebbene la preferenza vada ai filtri piezoelettrici a 9 MHz.

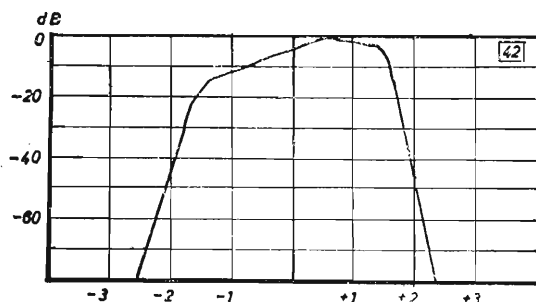



Fig. 42

Parlate degli elementi che più influenzano una bobina.

Gli elementi principali che fanno variare l'autoinduzione ed anche il fattore di merito Q di una bobina sono:
— la schematura,
— il nucleo,
— il conduttore,
— i rapporti dimensionali.

A che cosa serve la schermatura?

Gli schermi metallici hanno il compito di impedire l'accoppiamento dannoso (in quanto non previsto e non voluto) fra due circuiti che, per ragioni costruttive, vengono a trovarsi uno presso l'altro.

La schermatura elettrostatica si realizza chiudendo uno dei due circuiti dentro una custodia metallica collegata a massa.

Una paratia metallica ha la stessa funzione e può servire, ad esempio, per evitare che circuiti sintonizzanti risentano delle variazioni del campo elettrostatico provocate dal corpo o dalla mano dell'operatore.

La schermatura evita anche gli accoppiamenti magnetici, però la presenza di uno schemo attorno ad una bobina, ne riduce l'induttanza.

Oltre a ciò, siccome una parte dell'energia viene assorbita dallo schermo, si accresce per irradiazione, la resistenza alla radiofrequenza e quindi il Q della bobina racchiusa in uno schermo metallico è minore di quello della bobina libera nello spazio, infatti R_s è maggiore.

Lo schermo metallico è sede di correnti indotte circolanti nella sua massa. Il campo prodotto da questa tende a contrastare quello generato dalla bobina. La conduttanza di uno schermo deve essere elevata per ridurre la dissipazione di energia e quindi la riduzione del fattore di merito Q.

Parlate dei nuclei.

Spesso in RF si impiegano nuclei non magnetici con funzioni di supporto.

Poiché anche essi sono fonti di perdite e quindi di riduzione del Q, si raccomanda di impiegare meno materiale solido che è possibile, infatti su un campione tipo da 1 μH a 15 MHz si ebbero:

— in aria, con due strisce di Lucite . . . . Q = 230
— su ceramica . . . . Q = 215
— su bachelite polimerizzata . . Q = 200
— su legno paraffinato . . . . Q = 180

Per ridurre gli effetti al calore ed alla umidità, usare solo ceramica. sebbene anche con questa, l'autoinduzione non si mantenga costante al variare della temperatura.

Scelta del filo delle bobine.

L'effetto pelle, le perdite per correnti parassite, le perdite dielettriche introdotte dall'isolante (smalto, seta, cotone) del filo, le perdite per irradiazione, concorrono ad elevare R_s e quindi ad abbassare il Q delle bobine.

Salendo di frequenza e fino ad 1,5 MHz il filo di Litz è eccellente.

Per onde più corte è più adatto il filo argentato.

Rapporti dimensionali delle bobine.

Il rapporto ideale sarebbe il seguente:

Diametro : lunghezza = 2,4

tale rapporto non è affatto critico e si hanno ottimi Q anche con bobine la cui lunghezza è eguale a 1,5 diametri.

Parlate dei nuclei ferromagnetici.

Fino a non molti anni or sono tutti gli induttori per RF erano privi di nucleo, in quanto le perdite prodotte dalla presenza di ferro omogeneo nel campo magnetico della bobina erano intollerabili.

Successivamente si idearono nuovi nuclei per bobine RF costituiti da ferro finemente polverizzato impastato con sostanze dielettriche. Tali nuclei, detti di poliferro, erano utilizzabili solo per le onde medie e lunghe. La presenza del nucleo aumenta l'induttanza della bobine e consente quindi, di ridurre il numero delle spire e di conseguenza la resistenza del rame (minore lunghezza di filo impiegata, minore resistenza) questi nuclei benchè non fossero ideali rappresentarono un progresso, permettendo di realizzare bobine più piccole, sebbene con un fattore di merito Q più elevato ($Q = \omega L : R$).

Vennero poi scoperte le ferriti, le quali, per certi lati, hanno delle affinità con le ceramiche; esse hanno ottime qualità ferromagnetiche ed una permeabilità molto maggiore dei poliferriti. I nuclei di ferrite sono, infatti, omogenei ottenuti per stampaggio, mentre i poliferri sono conglomerati in cui le sostanze isolanti che separano i granelli di ferro si comportano come intraferri che abbassano di parecchio la permeabilità.

Oltre alla alta permeabilità, le perdite per isteresi delle ferriti sono bassissime e ciò permette l'uso di tali nuclei anche nelle onde corte; per di più, la stabilità magnetica è molto elevata, mentre il poliferro era sensibile alle variazioni di umidità, temperatura, ed all'invecchiamento. Riassumendo, i nuclei ferromagnetici di qualsiasi tipo hanno le seguenti proprietà:

— aumento della autoinduzione a parità di spire,
— riduzione delle dimensioni delle bobine,
— riduzione del campo magnetico disperso,
— riduzione delle perdite dovute alla presenza degli schermi.

Naturalmente tali proprietà sono tanto più marcate, quanto maggiore è la permeabilità dei materiali impiegati e quindi le ferriti sostituiscono con vantaggio i poliferri. E' però necessario scegliere per ogni frequenza il tipo adatto di ferrite. Una ferrite, usata a frequenza più alta di quella consigliata dal fabbricante, riduce il Q della bobina anzichè aumentarlo.

A cosa servono le impedenze?

Le impedenze più note prendono il nome di impedenze RF, impedenze BF ed impedenze di filtro.

Le impedenze RF sono induttori di alcuni millihenry, il loro scopo è di attenuare fortemente una tensione a radiofrequenza, ma di permettere il libero passaggio di componenti a BF o di corrente continua.

Le impedenze BF hanno il valore di parecchi henry, hanno quindi un nucleo di ferro lamellato; il loro scopo è di attenuare fortemente le tensioni a bassa frequenza, ma di consentire il facile passaggio della corrente continua.

Le impedenze di filtro sono molto simili a quelle BF; in unione a condensatori di capacità elevata costituiscono i filtri «passa-basso» che eliminano la pulsazione nella corrente continua ottenuta da raddrizzatori.

CAPITOLO 2°

TUBI E AMPLIFICATORI

Cosa è l'emissione termo-elettronica?

Gli elettroni liberi di un metallo sono in continuo movimento, a qualsiasi temperatura, però alla temperatura normale, questi elettroni non hanno energia sufficiente per abbandonare la superficie del metallo.

Riscaldando il corpo, avviene che gli elettroni, essendo il loro movimento accelerato, sono ad un certo momento in grado di abbandonare la superficie del metallo e di formare una specie di nube intorno al corpo arroventato che viene a prendere il nome di **emettitore.**

Alcuni metalli quali ad esempio, il cesio, hanno gli elettroni talmente liberi che è sufficiente l'energia di un raggio luminoso (della gamma visibile o non visibile) per provocare la emissione, che in questo caso, non ha più il nome di termoelettronica ma di fotoelettrica (cellule fotoelettriche).

Come possono essere i tubi elettronici dal punto di vista dell'accensione.

Per ottenere l'emissione degli elettroni è sufficiente riscaldare l'emettitore, il sistema più pratico di riscaldamento è, in questo caso, quello ottenuto mediante una corrente elettrica.

Perciò l'emettitore di un tubo elettroninico può essere o un filamento sottile che viene arroventato al passaggio della corrente elettrica, oppure un cilindretto nel cui interno trovasi un filamento. Il cilindretto, detto catodo, viene riscaldato indirettamente dal filamento che si arroventa al passaggio della corrente.

Il primo tipo di tubo dicesi a riscaldamento diretto, quello del secondo tipo, a riscaldamento indiretto, ambedue sono schematizzati nelle fig. 43 a-b.

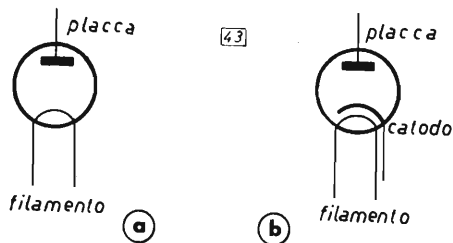



Fig. 43

I tubi a filamento (riscaldamento diretto) sono suddivisi in tre gruppi:

1) quelli con filamento di tungsteno puro;
2) con filamento di tungsteno toriato;
3) con filamento ricoperto da ossidi.

Quelli del primo tipo vengono impiegati specialmente per i tubi di grande potenza raffreddati ad acqua o ad aria forzata.

Quelli del secondo tipo trovano impiego nelle valvole trasmittenti di media e piccola potenza.

Quelli del terzo tipo, il cui filamento di nichel è ricoperto da ossidi di bario o di stronzio, trovano impiego nelle valvole trasmittenti di piccola potenza, in quelle per piccoli amplificatori di bassa frequenza ed in quelle amplificatrici di tensione e similari accese da corrente continua.

Mentre per i filamenti del primo e secondo tipo si ha la emissione alla temperatura dell'incandescenza, per quelli del terzo tipo la si ha al colore rosso.

Le valvole amplificatrici di tensione o similari (ossia le valvole non di potenza) del tipo a filamento debbono essere accese con corrente continua perché data la bassa inerzia termica del sottile filamento il flusso di elettroni risulterebbe modulato dalla corrente alternata di accensione

e quindi nella uscita sarebbe presente un ronzio udibile.

Le valvole a filamento, di potenza, possono venire accese indifferentemente dalla corrente continua od alternata dato che, in questo caso, la maggiore inerzia termica permette una emissione costante di elettroni.

Perciò le valvole non di potenza da accendersi con corrente alternata sono del tipo a riscaldamento indiretto ed il catodo è costituito da un cilindretto di nichel ricoperto di ossidi.

Compito del filamento è di far arroventare il catodo onde portarlo al colore rosso. Oggidì si vanno diffondendo i «dark heater» che hanno una forte emissione a soli 350 °K invece dei 1000 °K (°K = °C + 273).

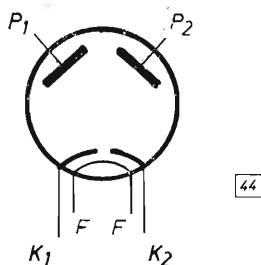



Fig. 44

Che cos'è un diodo.

Il diodo è un tubo elettronico elementare, costituito dal filamento e da una placchetta metallica chiamata anodo. I diodi a riscaldamento indiretto hanno un terzo elemento: il catodo, ma sono definiti egualmente diodi.

Qual'è il funzionamento del diodo.

Intorno all'emettitore riscaldato viene a formarsi una nube di elettroni che, come è noto, sono cariche elettriche negative.

Nell'interno del bulbo che costituisce il diodo c'è il vuoto, perciò se si dà alla placca un potenziale positivo, gli elettroni, non incontrando resistenza da parte dei gas, verranno attratti rapidamente verso l'anodo. Si viene, così, a stabilire una corrente che va dall'emettitore (catodo) alla placca ed il fenomeno viene chiamato conduzione nel vuoto.

La corrente può essere interrotta quando la placca perda il potenziale positivo.

Se la placca assume un potenziale negativo, gli elettroni, come nel caso del potenziale nullo, non sono attratti e perciò non si ha conduzione.

La conduzione avviene solo quando l'anodo ha un potenziale positivo.

A cosa serve il diodo.

Uno degli impieghi più comuni è quello di rettificatore di correnti alternate. Infatti, applicando all'anodo un potenziale alternativo, nel circuito potrà circolare corrente solo quando vi è conduzione interna ossia durante le semionde positive.

Le dimensioni del catodo e la superficie della placca determinano la intensità della corrente rettificabile.

Per la rettificazione delle correnti a radio frequenza s'impiegano piccoli diodi, generalmente chiamati rivelatori (fig. 45).

Per la rettificazione di correnti alternate a frequenza industriale impiegate nella

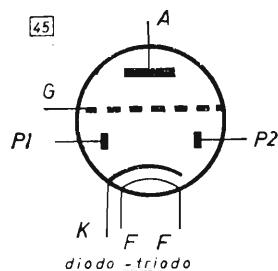



Fig. 45

alimentazione dei ricevitori, si impiegano diodi appositamente costruiti per sopportare le correnti richieste (100÷200 mA).

Per l'alimentazione di trasmettitori o per la carica di accumulatori, dove le correnti possono facilmente superare l'ampere ed essere anche di parecchi ampere, si preferisce l'uso di speciali diodi nei quali la conduzione viene favorita dalla presenza di un'atmosfera gassosa: vapori di mercurio (fig. 46).

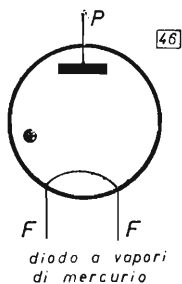



Fig. 46

Che cos'è un triodo.

Il triodo è un tubo a tre elettrodi costituito dall'emettitore, dalla placca e dalla griglia (fig. 47).

Nei triodi a riscaldamento indiretto è presente il catodo, ma il tubo continua a chiamarsi triodo.

Com'è costruita la griglia e qual'è la sua funzione.

La griglia è un'elettrodo costituito da una minuscola reticella metallica, spesso si tratta di una semplice spirale di filo sottile, posta fra il catodo e la placca.

Gli elettroni che, attratti dal potenziale positivo della placca, si allontanano dal catodo, incontrano durante il loro cammino, la griglia. Quest'ultima, a secondo del potenziale di cui è caricata, ha la possibilità di far variare il flusso elettronico. Se infatti la griglia ha un certo potenziale negativo, rispetto al catodo, una parte degli elettroni viene respinta e quindi, il flusso verso la placca viene ad essere diminuito.

Aumentando il potenziale negativo della griglia si arriva ad un punto in cui nessun elettrone è in grado di raggiungere la placca anche se questa continua ad avere il potenziale positivo originario.

Per contro se la griglia ha soltanto un debole potenziale positivo, data la sua vicinanza col catodo, produce una forte accelerazione degli elettroni e quindi si ha un notevole accrescimento del flusso di questi verso la placca.

In quest'ultimo caso essendo la griglia positiva, oltre ad una corrente nel circuito di placca, se ne stabilisce una anche nel circuito di griglia (questa corrente non esiste quando la griglia ha un potenziale uguale a zero o negativo).

La griglia che è in grado di far variare entro vasti limiti la corrente di placca prende il nome di **elettrodo di controllo** anche **griglia controllo** o **griglia pilota.**

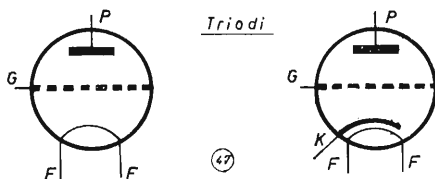



Fig. 47
Triodi

A cosa serve il triodo?

Il triodo ha una grandissima importanza nella radiotecnica, esso grazie alla presenza della griglia può venire impiegato come generatore di corrente alternata a qualsiasi frequenza, rettificatore di deboli tensioni alternate ed amplificatore di tensioni piccolissime: frazioni di microvolt.

Cosa è il coefficiente di amplificazione?

Applicando una tensione alternativa alla griglia del triodo, si ha una tensione alternativa di maggior ampiezza ai capi della resistenza di carico posta nel circuito anodico.

E' evidente che tale tensione, la cui forma è frequenza sono rimaste costanti, ha subito una modificazione solo nell'ampiezza (amplificazione).

Nelle caratteristiche statiche il coefficiente è inteso come il rapporto tra una variazione di tensione anodica (ossia δ Va) ed una variazione del potenziale di griglia (ossia δ Vg) che causano una identica variazione della corrente anodica, cioè:

$$-\left.\frac{\delta\ Va}{\delta\ Vg}\right|\ Ia\ cost.$$

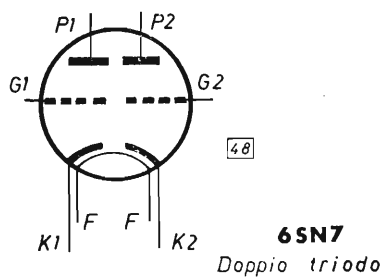



Fig. 48

Cos'è la resistenza anodica?

E' il rapporto fra la variazione della tensione di placca e la variazione della corrente di placca. Tale rapporto indicato con Rp si esprime in ohm e non va confuso con la resistenza di carico anodico, costituita da un resistore o da una bobina, posti nel circuito di placca.

$$Rp = \left.\frac{\delta\ Va}{\delta\ Ia}\right| Vg\ cost.$$

Cos'è la mutua conduttanza?

La mutua conduttanza è il rapporto tra il coefficiente di amplificazione e la resistenza anodica Rp.

Ossia:

variazione della corrente anodica, divisa per la variazione del potenziale di griglia, essendo Va costante.

Quindi: Conduttanza mutua

$$Gm = \left.\frac{\delta\ Ia}{\delta\ Vg}\right| Va\ cost.$$

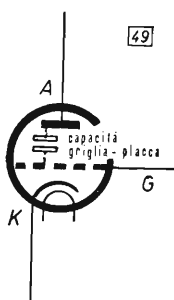



Fig. 49

Cos'è la capacità interelettrodica.

Due conduttori vicini formano un condensatore, ossia vi è una capacità fra di essi. Quindi anche fra gli elettrodi della valvola vi è una certa capacità. Nell'interno del triodo abbiamo una capacità placca-griglia, griglia-catodo e placca-catodo.

La capacità che disturba maggiormente il buon funzionamento del triodo come amplificatore di alta frequenza è quella placca-griglia, visibile in fig. 49.

In quale maniera le condizioni di lavoro modificano le capacità interelettrodica.

Quando il triodo è posto in un circuito di amplificazione, la sua capacità di ingresso è eguale alla Cgk + Cga (1 + A). Ossia alla Cgk va sommata la Cga moltiplicata per un fattore comprendente l'amplificazione effettiva A. Di norma, A non può essere maggiore del coefficiente di amplificazione del triodo, ma si aggira al massimo sul 50% di esso. Dunque, in un triodo, la capacità di ingresso è di molti pF e disturba già alle frequenze più alte della gamma BF.

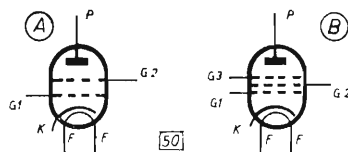



Fig. 50

Che cosa sono le valvole pluri-griglia.

Sono i tubi elettronici in cui, oltre alla griglia controllo, si trovano altre griglie aventi scopi speciali.

I più comuni sono:

— Il tetrodo con una griglia ausiliaria chiamata griglia schermo (fig. 50 A).
— Il pentodo con due griglie ausiliarie chiamate **griglia schermo** e **soppressore** (fig. 50 B).

L'esodo e l'ottodo hanno rispettivamente 4 e 6 griglie.

Qual'è lo scopo della griglia-schermo?

Scopo principale è quello di ridurre la capacità griglia-anodo (Cga).

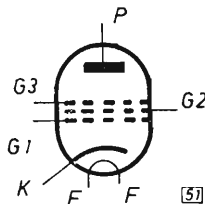



Fig. 51

Cosa è la emissione secondaria?

E' la emissione di elettroni da parte di un elettrodo, durante il bombardamento degli elettroni (primari) emessi da un catodo caldo.

Parlate del tetrodo e della sua funzione.

Il tetrodo venne ideato per eliminare i dannosi effetti della capacità griglia-placca; infatti inserendo fra la griglia pilota (quella più vicina al catodo) e la placca un elettrodo ausiliario a forma di reticella, si realizza uno schermo elettrostatico che riduce notevolmente la capacità fra la griglia pilota e la placca.

Alla griglia schermo viene dato un certo potenziale positivo che accelera il flusso elettronico verso la placca.

Il tetrodo ebbe il primo impiego come amplificatore di alta frequenza senza neutralizzazione. Tuttora si impiegano tetrodi di potenza come tubi trasmittenti: tetrodi a fascio.

Fig. 52

Quali sono i difetti dei tetrodi?

Il principale inconveniente del tetrodo è il fenomeno della emissione secondaria.

La presenza della griglia schermo, infatti, esalta questo difetto che nei triodi è trascurabile.

Gli elettroni, raggiungendo la placca ad una certa velocità, la percuotono e provocano la fuoriuscita di elettroni facenti parte del metallo della placca. Questo fenomeno dicesi emissione secondaria o per urto.

In un triodo gli elettroni emessi per urto tendono a tornare sulla placca che ha potenziale positivo, nel tetrodo invece questi elettroni vengono attratti dalla griglia schermo che ha anch'essa un potenziale positivo e si viene così a formare una corrente placca-griglia-schermo che, avendo un senso contrario a quella catodo-placca, riduce l'amplificazione del tubo, e può provocare oscillazioni spurie.

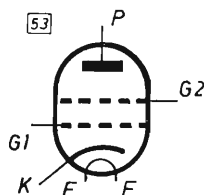
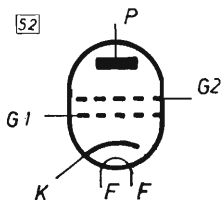



Fig. 53

Per eliminare l'inconveniente vennero studiati, in ordine di tempo, i pentodi ed i tetrodi a fascio; gli anodi poi, sono strutturati e trattati in maniera particolare per minimizzare l'emissione secondaria.

Principali caratteristiche di un tubo a griglia schermo.

Il principale vantaggio è rappresentato dal fatto che se usato come amplificatore RF, il tubo a griglia schermo non richiede la neutralizzazione esterna.

Questa è invece indispensabile con i triodi (e con i tetrodi di una certa potenza), nei quali Cga è di alcuni pF.

Instabilità di un tubo a griglia schermo.

In molti casi è dovuta ad una capacità di fuga sulla griglia-schermo insufficiente; oppure ad accoppiamenti fra uscita e ingresso, nocivi data la grande «sensibilità» del tubo.

Perchè occorre la neutralizzazione?

La capacità griglia/anodo permette l'innesco delle oscillazioni negli amplificatori RF con triodi. Infatti ogni amplificatore RF è convertibile in un oscillatore Armstrong (detto da molti anche T.P.T.G.: tuned plate tuned grid).

Quante griglie hanno il diodo, il triodo, il tetrodo, il pentodo, l'ottodo?

Il diodo nessuna.

Il triodo una.

Il tetrodo due.

Il pentodo tre.

L'ottodo sei.

Parlate del pentodo.

Il pentodo è un tubo elettronico nel quale fra la griglia schermo e la placca viene interposta una terza griglia chiamata soppressore. Il soppressore in genere ha potenziale zero, ossia lo stesso potenziale del catodo; in casi particolari può avere un potenziale negativo, o positivo.

La presenza del soppressore fa sì che gli elettroni che abbandonano la placca per emissione secondaria, sono costretti a tornare ad essa, di modo che la corrente catodo-placca non viene ridotta.

I pentodi hanno rappresentato una innovazione rimarchevole nello sviluppo del tubi elettronici, con essi si sono realizzati coefficienti di amplificazione centinaia di volte maggiori di quelli ottenuti nei vecchi triodi.

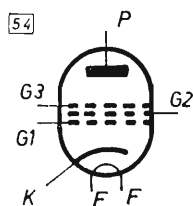



Fig. 54

Cosa sono i tetrodi a fascio.

Nel tetrodo a fascio manca la griglia soppressore, ma l'inconveniente dovuto all'emissione secondaria, viene eliminato facendo sì che il flusso di elettroni, diretto dal catodo verso la placca, venga rallentato al punto di avere una velocità molto prossima allo zero nello spazio compreso fra la griglia schermo e la placca.

In questo spazio gli elettroni formano una specie di nube stazionaria detta carica di spazio.

La funzione di questa carica di spazio è identica a quella del soppressore: ossia di impedire agli elettroni usciti dalla placca, per emissione secondaria, di raggiungere la griglia schermo. Generalmente i tetrodi a fascio hanno caratteristiche adatte per l'uso quali amplificatori di potenza. Essi consentono una forte resa anche con piccoli segnali di entrata.

Uno di essi, ad esempio, siglato 6KD6, della G.E. assorbe 200 W e può erogare 150 W (RF) con una eccitazione di 1 W, su una resistenza di 1000 ohm, ossia con un segnale di 30 V efficaci.

Parlate delle valvole a pendenza fissa ed a pendenza variabile.

I tubi elettronici amplificatori di tensione vengono divisi in due categorie: pendenza fissa e pendenza variabile. I primi lavorano con un potenziale di griglia prestabilito, in classe A, ma sono soggetti a sovraccaricarsi in presenza di forti segnali di entrata.

I tubi a pendenza variabile sono invece costruiti in speciale maniera, sì che il coefficiente di amplificazione può essere ri-

dotto aumentando il potenziale negativo di griglia. Con questo espediente è possibile amplificare segnali di grande ampiezza senza distorsione perchè, al variare della polarizzazione, la pendenza della valvola varia in forma lineare. La polarizzazione può venire regolata manualmente e in tal caso il comando dicesi controllo manuale della sensibilità.

Spesso è presente un controllo automatico del guadagno (CAG) il quale riduce la sensibilità dei tubi amplificatori del segnale in arrivo, quando il ricevitore viene sintonizzato su un'onda portante molto forte.

La tensione negativa per il CAG viene ottenuta dal diodo rivelatore e naturalmente, più forte è il segnale di entrata, maggiore è la tensione CAG. La tensione CAG polarizza le valvole comandate, e quindi si ha una riduzione dell'amplificazione al crescere del segnale.

Il controllo automatico del volume riduce, in parte, gli sgradevoli effetti dovuti all'affievolimento (Fading).

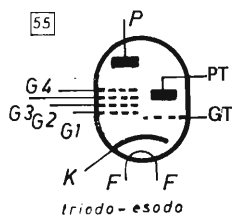



Fig. 55

A che cosa servono gli esodi, le pentagriglie e gli ottodi.

Sono tubi plurigriglia impiegati come convertitori di frequenza nei ricevitori supereterodina. L'esodo raramente trovasi da solo; di solito, come nel caso illustrato, lo stesso bulbo contiene un triodo che viene impiegato come oscillatore locale della supereterodina. Il tubo chiamasi, allora, triodo-esodo (fig. 55).

In esso la G1 è la griglia controllo, la G3 la griglia di mescolazione, a cui si applica il segnale dato dall'oscillatore locale.

G2 e G4 sono griglie schermo. GT e PT

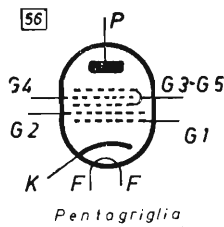



Fig. 56

sono rispettivamente la griglia e la placca del triodo. Il catodo K, è uno solo. Nella pentagriglia, la G1 funziona come griglia dell'oscillatore locale e la G2 rappresenta l'anodo dell'oscillatore locale (fig. 56).

G3 e G5 collegate insieme hanno un potenziale positivo e funzionano da schermo, mentre G4 è la griglia pilota a cui si applica il segnale in arrivo. La mescolazione, fra il segnale locale prodotto dall'oscillatore e quello in arrivo, avviene per modulazione del flusso elettronico durante il percorso dal catodo alla placca. L'ottodo (fig. 57) funziona nella stessa guisa della pentagriglia ma rappresenta un perfezionamento di questa, in quanto è presente una sesta griglia (G6) agente come soppressore.

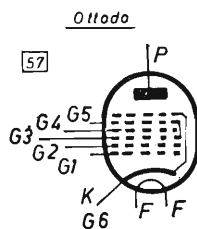



Fig. 57

Cosa sono i tubi a deflessione di fascio (beam deflection tubes).

Sono comparsi verso il 1960. Le loro principali applicazioni sono nei modulatori bilanciati, nei demodulatori e nei mescolatori per supereterodina (fig. 58).

Nel tubo le funzioni di cui sopra si realizzano in quanto le placchette PD commutano (a seconda della polarità del segnale modulante) il fascio di elettroni uscente da GS su uno dei due anodi A-A.

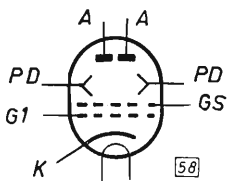



Fig. 58

Poiché i due anodi possono essere collegati in opposizione, la cancellazione della portante risulta molto buona, mentre i prodotti somma e differenza della mescolazione vengono trasferiti.

Parlate del triodo come rettificatore per caratteristica di griglia.

Il circuito della rivelazione per caratteristica di griglia è visibile in fig. 59.

Il triodo lavora con un potenziale anodico + AT molto basso.

In serie al circuito di griglia troviamo una resistenza R di valore elevato (da 1 a 3 megaohm).

In assenza del segnale entrata la griglia non ha alcun potenziale negativo e la corrente di placca ha una certa intensità.

Quando ai capi del circuito LC si ha una tensione alternativa prodotta da un segnale in entrata, avvengono i seguenti fenomeni:

1) durante le semionde negative la griglia assume un certo potenziale negativo e pertanto, ad ogni semionda negativa del segnale entrata corrisponde una diminuizione della corrente di placca;

2) durante le semionde positive la griglia tende ad assumere un potenziale positivo e quindi si ha un breve scorrere di corrente fra griglia e catodo.

Questa corrente provoca una caduta di tensione nella R e, quindi, la griglia viene istantaneamente polarizzata e perde gran parte del potenziale positivo.

Il fenomeno si ripete così rapidamente che, in realtà, il potenziale di griglia rimane quasi costantemente nella regione negativa e quindi, durante le semionde positive del segnale entrata, non si hanno corrispondenti guizzi di corrente nel circuito di placca.

3) In conseguenza di quanto sopra, ai capi della resistenza di carico R_c si manifestano variazioni di corrente solo durante le semionde negative del segnale entrata. Durante le semionde positive si avranno solo piccole variazioni, molto meno ampie di quelle provocate dalle semionde negative.

Ai capi della R_c le variazioni di corrente si rilevano sotto forma di variazioni di tensione e pertanto si ottiene una rettificazione del segnale in arrivo.

La rivelazione per caratteristica di griglia consente di rettificare tensioni alternative debolissime.

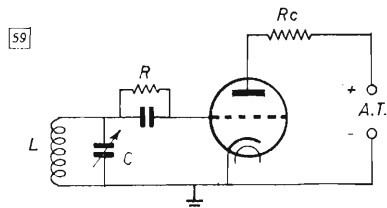



Fig. 59

Descrivete il rivelatore per caratteristica di placca.

E' un tubo funzionante in classe B; quando si applica alla griglia una tensione alternativa, nel circuito di placca sono presenti solo le semionde positive. Quindi si ottiene una rettificazione del segnale d'entrata.

Differenza tra un rivelatore a triodo ed uno a diodo.

Il rivelatore a triodo per caratteristica di griglia ha una sensibilità elevata, ma tende a sovraccaricarsi facilmente e non ha una buona linearità.

Quello a diodo ha invece una eccellente linearità e sopporta segnali abbastanza forti con moderato sovraccarico.

Cosa definisce la massima potenza di un tubo?

La massima possibilità di irradiazione di calore da parte di un tubo è indicata dalla potenza dissipabile dall'anodo, espressa in watt.

Applicazioni della legge di Ohm.

1) In un tubo si vuole ottenere un potenziale di griglia $-V_g = 3$ V mediante polarizzazione catodica. La corrente anodica è di 10 mA. (fig. 60).

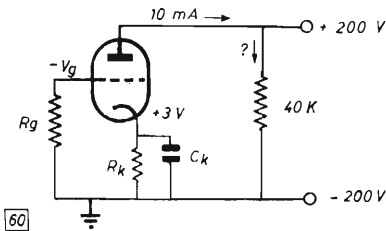



Fig. 60

Poiché il catodo dovrà essere a +3 V rispetto alla griglia, e la corrente catodica è eguale a quella anodica (nella classe A non scorre mai corrente di griglia):

$$R_k = \frac{3\ \text{V}}{0{,}010\ \text{A}} = 300\ \text{ohm}$$

La reattanza di C_k a 50 Hz sia almeno un decimo di tale valore, cioè 30 ohm.

2) Se la resistenza tampone dell'alimentatore è di 40.000 ohm, la corrente che scorre sarà:

$$I = \frac{200\ \text{V}}{40.000\ \text{ohm}} = 0{,}005\ \text{A cioè 5 mA}$$

La dissipazione della resistenza sarà:

$$W = V \cdot I = 200\ \text{V}\ 0{,}005\ \text{A} = 1\ \text{W}$$

Perchè si classificano gli amplificatori?

E' comodo dividere gli amplificatori in gruppi, a seconda del lavoro che debbono eseguire e delle condizioni necessarie, per ottenere lo scopo voluto. La classificazione permette di riconoscere subito un certo stadio, senza bisogno di specificare diffusamente le sue condizioi di lavoro.

Nominate le più importanti classi.

Le classi più usate sono: A, B, C.

Vi è poi una classe intermedia AB che si divide in due sottoclassi AB_1 e AB_2.

Parlate del triodo come amplificatore.

Variando il potenziale di griglia si ha una variazione della corrente di placca. Pertanto ove si dia alla griglia un potenziale «base» di valore negativo tale da consentire lo scorrere di una certa corrente di placca, se si applica alla griglia una tensione alternativa, abbiamo che il potenziale di quest'ultima diviene più o meno negativo durante i cicli della tensione alternata. Pertanto la corrente di placca subirà delle variazioni in più ed in meno ad una

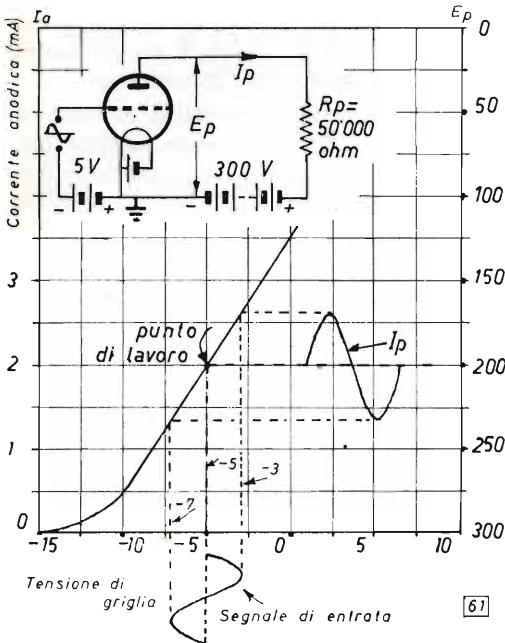



Fig. 61

frequenza eguale a quella della tensione alternativa applicata alla griglia.

In fig. 61 sono illustrate le caratteristiche del triodo impiegato come amplificatore. Tale funzionamento, in cui la griglia non diviene mai positiva, dicesi di classe A.

L'amplificatore di classe A.

L'amplificatore di classe A è caratterizzato dal seguente funzionamento: il punto di lavoro viene determinato dal potenziale di griglia —Vg. Alla griglia viene sovrapposta una tensione alternativa detta segnale d'entrata.

A seconda delle caratteristiche dinamiche della valvola, le variazioni del potenziale di griglia, durante il ciclo del segnale d'entrata, provocano delle variazioni nella corrente di placca (segnale reso).

Le variazioni della corrente di placca vengono risentite in una resistenza (carico anodico). Per la legge di Ohm, ai capi della resistenza le variazioni di corrente si presentano sotto forma di variazioni di tensione.

La tensione alternativa ai capi del carico anodico è notevolmente maggiore del segnale entrata e, quindi, il triodo lavora come un amplificatore di tensione.

Gli amplificatori di potenza di classe A sono tubi a forte corrente anodica che permettono di disporre nel circuito anodico della potenza nell'ordine di qualche watt.

Quali sono le caratteristiche della classe A?

La principale caratteristica di un amplificatore in classe A è quella di avere una resa la cui forma d'onda è, in ogni particolare, fedele all'onda del segnale d'entrata (fig. 62).

Nella classe A, la griglia pilota ha una certa polarizzazione, ed il segnale di entrata rende la griglia più o meno negativa, ma quest'ultima non deve mai divenire positiva. La classe A è caratterizzata da bassa distorsione ma anche da un basso rendimento anodico, e quindi da una relativamente bassa potenza resa (circa il 30%) rispetto alla potenza assorbita.

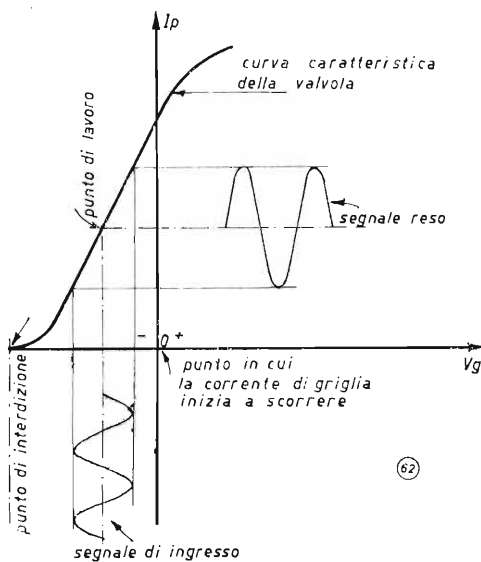



Fig. 62

Sono amplificatori in classe A, gli stadi amplificatori di tensione di alta e bassa frequenza.

Amplificatori di potenza da qualche watt, come nel caso di piccoli amplificatori di bassa frequenza, o dei comuni radioricevitori, sono pure in classe A. Salvo casi particolarissimi non è conveniente l'uso della classe A negli amplificatori finali dei trasmettitori sia in BF, che in RF.

Che cosa dicono la fluttuazione in più od in meno della corrente di placca di un amplificatore in classe A.

Se durante il funzionamento la corrente anodica di tale amplificatore tende a crescere, la polarizzazione è eccessiva. Se la lancetta del milliamperometro dà degli scarti in meno, la polarizzazione è scarsa.

Che cosa accade polarizzando erroneamente un amplificatore in classe A.

Si ha una resa distorta, vale a dire una forma d'onda resa non corrispondente a quella del segnale d'ingresso.

Quanta corrente di griglia è ammessa negli amplificatori in classe A.

In classe A non deve mai circolare corrente di griglia; se circola, si ha forte distorsione..

Le cause di una eventuale circolazione di corrente di griglia sono:
— una insufficiente polarizzazione;
— un eccesso di pilotaggio;
— la combinazione di entrambe.

Come si ottiene la polarizzazione.

Negli amplificatori BF in classe B e negli amplificatori di alta frequenza in classe B e C, la polarizzazione viene ottenuta mediante opportuni alimentatori simili a quelli che forniscono le tensioni anodiche.

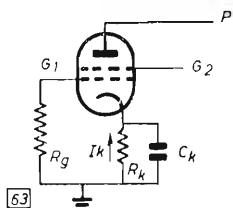



Fig. 63

Negli amplificatori di tensione o di potenza classe A (il caso tipico è rappresentato dalle valvole di un moderno ricevitore supereterodina con alimentazione in alternata) la tensione di polarizzazione si ottiene mediante una resistenza inserita fra il catodo e la massa (fig. 63). La corrente catodica I_k provoca una caduta di tensione nella resistenza R_k e perciò il catodo assume un certo potenziale positivo rispetto alla massa.

Il ritorno del circuito della griglia di controllo G1 è a massa attraverso la resistenza di griglia e quindi la griglia G1 essendo al potenziale della massa viene ad essere negativa rispetto al catodo. Come si ricorderà, nella classe A non scorre corrente di griglia e quindi nella resistenza di griglia non vi è alcuna caduta di tensione.

Questo tipo di polarizzazione viene chiamato automatico e in esso valgono le seguenti relazioni:

$$R_k = \frac{-Vg}{I_k};$$

$$X_c = \frac{R_k}{10}$$

$$I_k = I_p + I_{g2}$$

$-V_g$ = polarizzazione
I_k = corrente catodica
I_p = corrente di placca
I_{g2} = corrente di gliglia schermo (nei triodi non c'è)
X_c = reattanza del condensatore C_k in parallelo ad R_k in funzione di f_{min}

f_{min} = 300 Hz nei trasmettitori; 100 Hz nei normali ricevitori; 20 Hz in apparecchi ad alta fedeltà

Amplificatore di tensione di classe A per bassa frequenza.

Fra gli amplificatori in classe A, quello a resistenza e capacità è uno dei tipici, impiegati per deboli segnali B.F.

La polarizzazione, di norma ottenuta col gruppo catodico, è fissata ad un valore

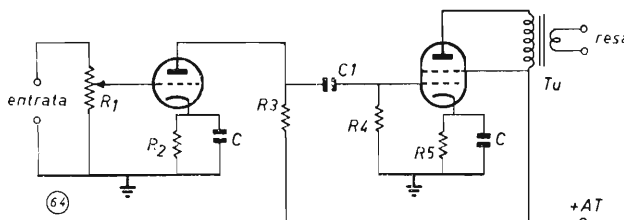



Fig. 64

tale che il tubo (triodo o pentodo) lavori su un tratto quasi lineare della curva caratteristica Vg/Ia (fig. 61).

In tali condizioni, la B.F. resa è una riproduzione quasi fedele della B.F. entrante.

La griglia è negativa per tutto il ciclo di eccitazione. La I_p media è costante, quindi un milliamperometro in serie non accusa variazioni.

In fig. 64 vedesi uno stadio amplificatore di tensione seguito da uno di potenza; ambedue sono in classe A.

In fig. 65 abbiamo due stadi di classe A, amplificatori di tensione.

primo tubo ed una porzione del segnale B.F. che dall'anodo al tetrodo viene riportato alla griglia, dove si presenta sfasato di 180° rispetto a quello amplificato dal primo tubo.

La reazione negativa si può introdurre in molti modi in una catena di amplificazione; quello illustrato è uno dei più elementari. In ogni caso però si hanno i seguenti vantaggi:

- diminuzione della distorsione;
- le caratteristiche di risposta dell'amplificatore B.F., nella gamma interessata, vengono migliorate;
- il funzionamento dell'amplificatore è meno vincolato alle caratteristiche e condizioni di invecchiamento dei tubi;

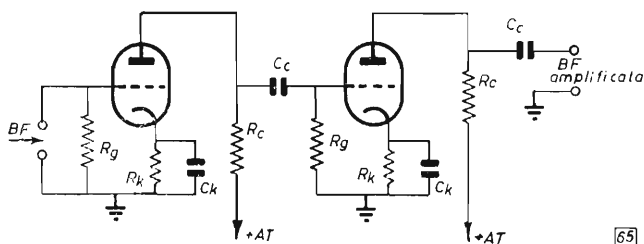



Fig. 65

Amplificatore di tensione con accoppiamento a resistenza (Rc) e capacità (Cc).

Rg = resistenza di fuga (alcuni megaohm)
Rk e Ck = gruppo di autopolarizzazione
Rc = resistenza di carico
Cc = condensatore di accoppiamento.

Con stadi lavoranti in classe A aventi circuiti risonanti in griglia ed anodo si amplificano i segnali R.F. e F.I. dei ricevitori, nonché i segnali R.F. nei primi stadi di trasmettitori a « banda laterale unica » (S.S.B.).

Amplificatore B.F. in classe A con reazione negativa.

Lo schema è simile a quello di fig. 64, ma modificato con l'aggiunta delle resistenze Ra e Rb che costituiscono un partitore, il cui centro è collegato al ritorno di Rc (fig. 66).

Nella rete di retroazione così costituita, scorre la corrente continua anodica del

Si deve però fare attenzione a non includere molti stadi nella rete di retroazione (nell'esempio ve n'é uno soltanto), perché lo sfasamento inevitabile nelle capacità di accoppiamento e nei trasformatori, porta ad inneschi per reazioni positive alle frequenze della gamma, dove gli sfasamenti più marcati producono una rotazione di 180° del segnale di retroazione (che per quelle frequenze si ripresenta in fase con l'ingresso).

La retroazione positiva è, ovviamente, causa di oscillazioni persistenti (gli oscillatori funzionano grazie alla reazione positiva).

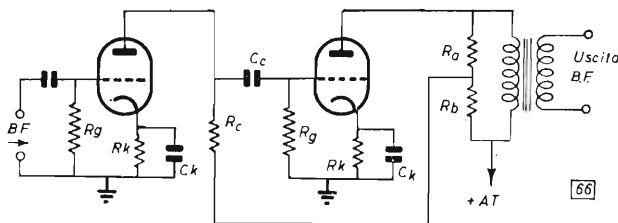



Fig. 66

Quali sono i carichi accettati da un tubo?

Possono essere una resistenza, una impedenza oppure un trasformatore.

Quali vantaggi presenta il push-pull in classe A per B.F.

La cancellazione delle armoniche pari.

In quale particolare caso il guadagno di uno stadio corrisponde al coefficiente di amplificazione?

Quando l'amplificatore è accoppiato allo stadio successivo a mezzo trasformatore 1 : 1 e se l'impedenza dell'avvolgimento primario è molte volte la resistenza anodica del tubo.

Uno dei tubi di un amplificatore di potenza in classe A push-pull viene rimosso; illustrare le conseguenze.

Come prima conseguenza, la potenza B.F. indistorta massima è dimezzata. Sebbene un tubo in classe A possa erogare una certa potenza entro limiti di distorsione accettabili, la distorsione con un solo tubo sarà maggiore, anche se si accetta il dimezzamento della potenza, infatti:

— non si avrà più la cancellazione delle armoniche pari come nel push-pull;

— il trasformatore d'uscita avrà ora la tendenza a saturarsi con la corrente continua anodica, mentre prima i due flussi opposti si cancellavano a vicenda;

— la polarizzazione per resistenza catodica non sarà più ottima, essendo la corrente catodica dimezzata.

Perchè si deve dare una polarizzazione alla griglia e quali conseguenze si hanno quando la polarizzazione non è appropriata?

Per pilotare il tubo nei limiti delle caratteristiche ed ottenere un guadagno adeguato, con uscita indistorta, è necessario dare alla griglia un potenziale-base negativo. La polarizzazione non appropriata è causa di distorsione.

Quali sono le caratteristiche della classe B?

La caratteristica principale degli amplificatori di classe B è di avere nel circuito di placca una componente alternativa ad una sola semionda, proporzionale all'ampiezza dell'onda di tensione alternativa applicata alla griglia. Poiché la potenza è proporzionale al quadrato della corrente (legge di Joule), la potenza resa su un carico resistivo, da un amplificatore in classe B, sarà proporzionale al quadrato della tensione del segnale d'entrata.

La polarizzazione è portata ad un punto tale che in assenza di segnale di entrata la corrente di placca I_p (fig. 67) è quasi all'interdizione. Nel ciclo di eccitazione, durante la semionda negativa, la griglia diviene ancora più negativa, e quindi non scorre corrente di placca.

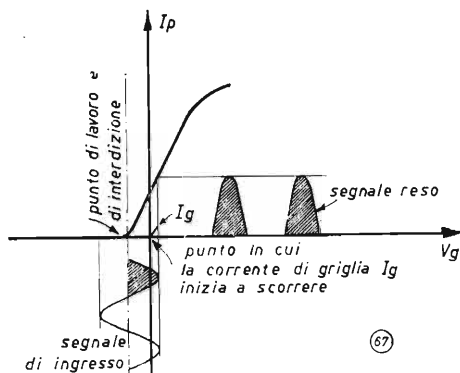



Fig. 67

Durante la semionda positiva la griglia diviene sempre meno negativa e la corrente di placca cresce proporzionalmente. La forma dell'impulso della corrente di placca è quasi eguale a quello della semionda positiva del segnale d'entrata. Per avere un rendimento elevato, il segnale di entrata dev'essere così ampio che la griglia diviene positiva durante una parte del ciclo.

Il classe B è caratterizzato da un rendimento medio del 60÷70%. Esso viene impiegato in bassa ed alta frequenza. In bassa frequenza vanno però impiegati due tubi in opposizione perché nella resa siano presenti ambedue le semionde del segnale entrata (fig. 68).

Le due semionde presenti nel circuito anodico si combinano poi, sotto forma di onda di tensione indotta nel secondario del trasformatore di uscita. Come amplificatore di alta frequenza in un trasmettitore, si può usare un solo tubo di classe B

I vantaggi della classe B sono evidenti, infatti impiegando quali amplificatori di bassa frequenza due tubi in opposizione che abbiano una potenza dissipabile sulla placca di 6 W ciascuno, in classe A abbiamo le seguenti relazioni:

Potenza dissipabile: 6+6=12 W
Rendimento: 30%
Potenza assorbita: 18 W
Potenza resa: 6 W
Potenza dissipata: 12 W

In classe B tubi di uguali dimensioni consentono:

Potenza dissipabile: 12 W
Rendimento: 50% o maggiore
Potenza assorbita: 24 W
Potenza resa: 12 W
Potenza dissipata: 12 W

La potenza resa è quindi doppia a parità di dissipazione.

Gli amplificatori in classe B sono sempre di potenza. Esiste un solo caso di tubo non di potenza che lavora in classe B: è quello del rivelatore per caratteristica di placca.

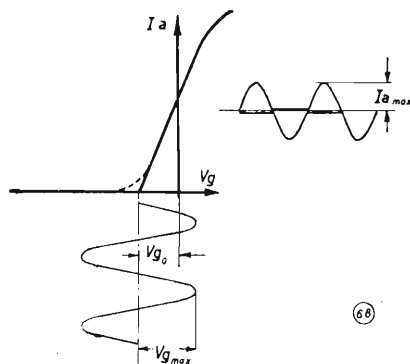



Fig. 68

Qual'è il rapporto fra rendimento e distorsione in un amplificatore in classe B?

Si deve tendere a raggiungere la massima potenza mantenendo la distorsione entro limiti tollerabili.

Come deve essere il pilotaggio di un classe B rispetto ad un classe A, avente una medesima tensione pilota?

A parità della tensione di eccitazione, il pilota di un classe B deve essere in grado di fornire una certa potenza perché le griglie, durante i picchi di eccitazione, divengono considerevolmente positive e permettono lo scorrere di una certa corrente.

Come funziona un amplificatore RF di classe B.

Le sue condizioni di funzionamento sono identiche a quelle di un classe B in bassa frequenza.

L'eccitazione applicata alla griglia (figura 69) costituita di una tensione RF già modulata.

Scopo di questo amplificatore è quello di amplificare senza distorsione segnali RF già modulati. Esso trova impiego nei grandi trasmettitori per radiodiffusione ma dato il suo basso rendimento che è nell'ordine del 30% non è consigliabile per una stazione di radioamatore A3 : 2 bande con portante.

Come è facile vedere nella figura 69 la corrente di uscita è direttamente proporzionale alla tensione eccitatrice di griglia cosicchè la potenza resa che è proporzionale al quadrato della corrente è anche proporzionale al quadrato della tensione di eccitazione soddisfacendo così uno dei principi base dell'amplificatore in classe B. Nella SSB la eliminazione della portante eleva il rendimento al 70%.

Qual'è il principale vantaggio di un'amplificatore di classe B?

Alto rendimento e minima dissipazione anodica in assenza di pilotaggio. Come P.A., presenta minor distorsione del classe C e quindi minor possibilità di TVI (interferenze alla televisione). La SSB ammette solo amplificatori in classe A, B ovvero le diverse combinazioni AB_1 e AB_2.

Rendimento e distorsione di un classe B a tubi in opposizione.

Il push-pull di classe B è caratterizzato da alto rendimento con bassa distorsione.

Pilotaggio di potenza del classe B.

Il classe B richiede un pilotaggio di potenza con tensioni di uscita relativamente alte, in quanto durante una parte del ciclo d'eccitazione la griglia diviene positiva, scorre quindi corrente di griglia e si ha una dissipazione di energia. Ciò non accade nel classe A, in cui la griglia rimane sempre negativa, per tutti i 360 gradi del ciclo di eccitazione.

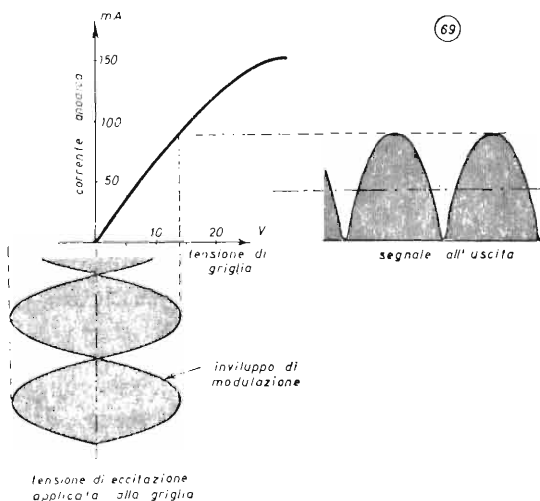



Fig. 69

Cosa accade se viene a mancare la polarizzazione in un classe B?

La corrente anodica di riposo sale da pochi milliampere a valori altissimi ed i tubi vanno fuori uso in pochi minuti per eccesso di potenza da dissipare sull'anodo.

Perchè si debbono adattare le impedenze in un amplificatore B.F.

Per il miglior trasferimento di potenza con la minima distorsione.

A cosa serve lo schermo elettrostatico nei trasformatori?

A ridurre gli effetti della capacità parassita fra primario e secondario.

Parlate dell'angolo di circolazione anodica.

Con **angolo di circolazione anodica** si intende il tempo in cui circola la compo-

nente alternativa nel circuito di placca, durante il ciclo d'eccitazione di griglia. Questo tempo viene espresso in gradi o radianti.

Nella classe A per un'onda intera di griglia si ha un'onda intera di placca quindi ai 360 gradi di eccitazione corrisponde un angolo di circolazione anodica pure di 360 gradi.

Nella classe B invece per un'onda intera del ciclo di eccitazione scorre in placca una semionda e quindi l'angolo di circolazione anodica è la metà, ossia 180°.

Nel classe AB la circolazione anodica è compresa fra i 180° e i 360°. Amplificatori con angoli di poco minori di 360° sono quelli in AB_1; in essi non scorre mai corrente di griglia. Se l'angolo di circolazione anodica si allontana molto dai 360°, avvicinandosi ai 180°, l'amplificatore viene definito AB_2; esso ha una certa corrente di griglia e richiede pilotaggio di potenza come il classe B.

Il classe C presenta angoli di circolazione minori di 180°. Tipico il C modulato, con 120°.

I moltiplicatori scendono anche a 60° e danno onde molto distorte.

Quali sono le caratteristiche della classe AB.

La classe AB è una condizione di lavoro intermedia. Se la polarizzazione è tale, che i tubi assorbano una corrente piuttosto alta, in condizioni di riposo, l'amplificatore di bassa frequenza funziona in classe A per segnali di limitata ampiezza ed in classe B per segnali più ampi (quando la griglia si avvicina al potenziale zero, o diviene addirittura positiva).

Nella sottoclasse AB_1 la polarizzazione ed il segnale entrata sono regolati in maniera che la griglia dei tubi non diviene mai positiva.

Nella sottoclasse AB_2, la griglia diviene positiva durante una piccola parte del ciclo di eccitazione.

La classe AB consente l'uso di tubi relativamente piccoli, in amplificatori di bassa frequenza di potenza media. Vanno sempre impiegati tubi in opposizione. I tetrodi a fascio sono particolarmente indicati per il funzionamento in classe AB. Ad esempio due tubi 6L6 in classe AB_2 possono giungere ai 50 W resi, mentre nella classe AB_1 rimangono in un regime dei 25 W resi. Sempre in opposizione ma in classe A, le 6L6 non superano i 15 W resi. Questo perché, pur rimanendo costante la potenza dissipabile sugli anodi delle due valvole, al variare delle condizioni di lavoro, cresce il rendimento medio e quindi si può aumentare la potenza assorbita.

I moderni tetrodi come la 6LQ6 che hanno fortissime I_p (circa 1 A) con $V_g = 0$, rendono la AB_1 più conveniente della AB_2 e B.

Dispositivo di allarme per il manifestarsi di corrente di griglia nel classe AB_1.

I tubi di potenza in classe AB_1 impiegati nei trasmettitori per SSB danno distorsione se la griglia diviene positiva. Con i tubi di potenza il dispositivo di allarme può essere costituito da un relé da 8000 ohm che si eccita con 0,5 mA, posto in serie alla griglia, dal lato polarizzazione.

Quando il contatto si chiude, si accende una lampada.

Il sistema è più sensibile di un milliamperometro e l'allarme risveglia l'attenzione dell'operatore (che in tal caso deve diminuire l'eccitazione).

Qual'è il rendimento di un classe B in R.F.-S.S.B., confrontato con un classe C convenzionale?

Il rendimento in cresta di potenza è pressoché uguale.

E' sempre necessario che il classe B abbia due tubi in opposizione?

In B.F. sì, per i noti motivi. In R.F. no, perché il circuito risonante anodico funzionando da volano, anche se riceve impulsi di una semionda, trasmette al carico onde intere (scarica capacitiva nell'intervallo fra due semionde).

Dal punto di vista dell'inviluppo di modulazione, il classe B a tubo singolo si comporta quindi linearmente e l'onda modulata applicata all'ingresso è amplificata con una modesta percentuale di distorsione.

Cosa accade raddoppiando la tensione del segnale all'ingresso di un classe B per R.F.?

La resa assume una potenza quadruplicata, infatti essa varia secondo il quadrato del potenziale di griglia.

Quali sono i vantaggi e quali gli svantaggi della modulazione di potenza, impiegando un classe B per B.F.?

I vantaggi sono:

— potenza adeguata alle esigenze della modulazione anodica;
— rendimento elevato;
— distorsione relativamente bassa;

I problemi da risolvere sono:

— pilotaggio di potenza del modulatore con tubi in push-pull che sopportino le brusche variazioni di carico, senza dare eccessiva distorsione;
— polarizzazione fissa da una sorgente a bassa resistenza interna;
— alimentazione anodica con ottime caratteristiche di regolazione, cioè con tensione costante al variare della corrente assorbita.

CAPITOLO 3°

AMPLIFICATORI DI TRASMISSIONE

TRASMETTITORI

Quali sono le caratteristiche della classe C?

Le caratteristiche fondamentali di un amplificatore in classe C (fig. 70) sono simili a quelle della classe B. Però in esso la componente alternativa della corrente di placca è anche direttamente proporzionale alla tensione anodica. Più precisamente, la potenza resa è proporzionale anche al quadrato della tensione anodica. Caratteristica notevole del classe C è un'alto rendimento anodico che può facilmente raggiungere il 75%.

La polarizzazione è molto maggiore di quella occorrente per portare la corrente di placca all'interdizione; ne consegue che la corrente anodica scorre soltanto durante una parte della alternanza positiva del ciclo di eccitazione di griglia. In altre parole, per un ciclo di eccitazione di 360°, l'angolo di circolazione anodica è minore di 180°; l'angolo ottimo viene considerato essere 120°.

Il fatto che la componente alternativa di placca sia costituita da un guizzo che rappresenta solo una frazione del ciclo di eccitazione, consente l'uso della classe C solo in radiofrequenza, come amplificatore di potenza per trasmettitori; in questo caso la presenza del circuito volano permette non solo di sfruttare a pieno le ottime caratteristiche di questa classe, ma consente anche l'uso di un solo tubo non essendo affatto necessario l'impiego di valvole in opposizione.

Com'è evidente, la classe C non può servire per un amplificatore di radio frequenza già modulata e neppure per amplificatori di bassa frequenza, perché in ambo i casi la distorsione sarebbe intollerabile.

La classe C, a causa della distorsione della forma d'onda, genera forti armoniche.

Parlate delle armoniche.

Gli amplificatori di bassa ed alta frequenza hanno nella loro resa una seconda

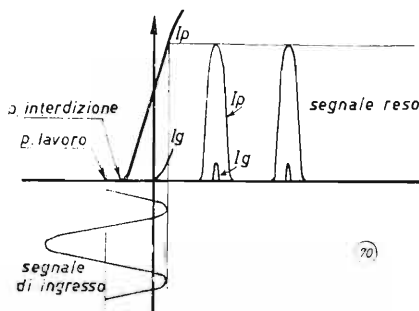



Fig. 70

ed almeno una terza armonica più o meno intense, a secondo della classe dell'amplificatore. Queste armoniche, combinandosi con la fondamentale, producono, nel caso della bassa frequenza, una distorsione di onda che genera, al nostro orecchio, una sgradevole sensazione sonora.

Gli amplificatori di bassa frequenza con valvole in opposizione hanno il vantaggio di annullare la seconda armonica che, a causa della sua intensità, è quella che produce la distorsione maggiore.

Gli amplificatori di alta frequenza, specie se in classe C, producono armoniche di intensità decrescente almeno fino alla settima.

Le armoniche in questo caso sono particolarmente temibili perché, ove si tratti di circuiti di potenza di un trasmettitore, può darsi che l'emissione avvenga su parecchie frequenze, creando notevoli interferenze anche a distanze ragguardevoli.

Per ridurre l'emissione di armoniche, nei trasmettitori si usano speciali accorgimenti che esaltano la fondamentale riducendo l'ampiezza delle armoniche.

I circuiti sintonizzati agiscono come filtro e così anche l'accoppiamento link.

E' utile la generazione di armoniche?

Talvolta è utile sfruttare la caratteristica di generare forti armoniche proprie degli amplificatori in classe C per moltiplicare la frequenza dell'oscillatore. In questo caso l'amplificatore prende il nome di moltiplicatore di frequenza. I moltiplicatori di frequenza lavorano con angoli di circolazione minori di 120 gradi; impiegando dei pentodi si possono avere duplicatori e triplicatori di frequenza con rese abbastanza elevate (30÷50%).

Quali sono i vantaggi dello stadio finale a tubi in opposizione.

Sono:

- la concellazione delle armoniche pari: 2ª, 4ª, ecc.;
- la maggior potenza con minor affaticamento dei tubi;
- la neutralizzazione più efficiente rispetto a quella ottenibile con uno stadio finale ad un solo tubo.

Cosa è un moltiplicatore di frequenza?

E' uno stadio amplificatore di classe C con un angolo di circolazione molto inferiore a 120 gradi, in cui vengono esaltate le armoniche della frequenza entrante (multiple intere, cioè doppia, tripla, quadrupla, ecc. della frequenza di eccitazione).

Il circuito volano dell'amplificatore è accordato sulla frequenza armonica desiderata.

L'angolo di circolazione deve essere tanto minore, quanto più grande è il multiplo della frequenza di entrata; quindi, praticamente con uno stadio non si va oltre la quarta o la quinta armonica.

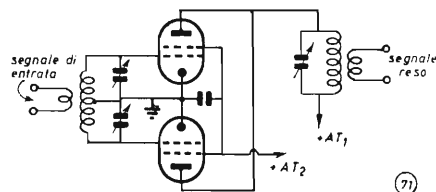



Fig. 71

Quali sono i vantaggi di un circuito amplificatore R.F. montato in « Push-Push » ?

Il « Push-Push » (fig. 71) è un derivato del « Push-Pull »: i tubi lavorano con le griglie in opposizione e le placche in parallelo. I vantaggi sono dati dal fatto che lo stadio funziona come duplicatore ad elevato rendimento e, per di più, si ha la cancellazione della fondamentale e delle armoniche dispari. E' presente una quarta armonica, più debole, che può però venire utilizzata in luogo della seconda armonica.

Dove si mette l'accoppiamento a link in un trasmettitore a due stadi?

L'accoppiamento a link, in questo caso si fa tra il circuito di placca dell'oscillatore e il circuito di griglia dell'amplificatore RF. Si può mettere un secondo accoppiamento a link fra il circuito volano dello stadio finale ed il circuito di sintonia dell'aereo.

In quale stadio del trasmettitore è meno desiderabile avere la presenza di armoniche?

Nello stadio finale, perché è più facile irradiarle, specialmente se il circuito volano è direttamente accoppiato all'aereo.

E' vantaggioso mettere uno schermo elettrostatico fra il circuito volano dello stadio finale ed il circuito di sintonia dell'aereo?

Sì, perché lo schermo elettrostatico riduce il trasferimento e quindi l'irradiazione delle armoniche. Il trasferimento di energia è notevole quando c'è anche l'accoppiamento capacitivo; lo schermo elettrostatico riduce notevolmente l'involontario accoppiamento capacitivo fra le due bobine.

Qual'è il rapporto fra impedenza di carico ed impedenza dinamica per il massimo rendimento di un amplificatore in classe C?

La più alta impedenza di carico dà il più elevato rendimento anodico in quanto il rapporto fra la potenza al carico e la potenza dissipata cresce proporzionalmente col rapporto tra l'impedenza di carico e l'impedenza dinamica del tubo.

In queste condizioni la potenza erogata è piccola, quindi in pratica si sceglie il miglior compromesso fra rendimento e potenza desiderata.

Come si determina il rendimento dello stadio finale?

Occorre conoscere la potenza R.F. applicata ad un carico (veramente resistivo). La potenza, se la resistenza R del carico è nota, si deduce dalla legge di Joule, misurando la corrente R.F. con un amperometro a termocoppia.

— la potenza input è facilmente calcolata (tensione anodica moltiplicata per la corrente anodica);

— il rendimento è dato da $W_{RF} : W_{in}$.

Esempio: $W_{RF} = 70$ W; $W_{in} = 100$, il rendimento è pertanto $70 : 100 = 0{,}70$ (cioè il 70%).

Quali sono le condizioni ideali per avere la massima resa di potenza in un amplificatore R.F.?

Le condizioni ideali sono quelle in cui l'impedenza offerta dal circuito volano è adattata alla resistenza di carico del tubo. Tale resistenza di carico dipende dal tipo di valvola, dalla tensione e corrente anodica. In pratica si può dire di aver raggiunto le condizioni ideali quando si ottiene la massima potenza resa con un buon rendimento ed un basso contenuto di armoniche.

Il volano anodico come adattatore del carico.

E' noto che il Q_c deve essere compreso fra 10 e 15 e che l'impedenza del generatore e quella del carico debbono essere coniugate.

Con i tubi elettronici in classe B o C, si può calcolare, in maniera speditiva, la reattanza induttiva con la:

$$\omega L = \frac{E^2}{2 P \cdot Q_c}$$

in cui:

P = potenza utile prevista (W_{RF})

E = tensione di cresta all'ingresso del volano. In generale, E circa 0,85 V_a.

V_a = tensione anodica continua

Il Q_c, in pratica, varia più o meno, accoppiando il carico utilizzatore, al volano.

Il Q_c si abbassa se l'accoppiamento è troppo stretto, allora, il « dip » della corrente letta sul milliamperometro anodico, diventa incerto; e ad una maggior corrente assorbita, non corrisponde un aumento della potenza trasferita al carico.

Se il carico è accoppiato « lascamente » il Q_c risulta elevato, la corrente anodica è inferiore al previsto, il « dip » vivace, ma la potenza « estratta » dal tubo è scarsa.

Osservando la corrente anodica, come si rileva l'accordo del circuito volano?

1 - L'accordo del volano, col carico quasi del tutto disaccoppiato), è denunciato dalla minima corrente anodica definita anche con il termine « dip ».

2 - Dopo l'accordo si accoppia il carico e l'indice del milliamperometro inserito nel circuito anodico indica un aumento di corrente.

3 - Ottenuta la corrente anodica desiderata, si ritocca leggermente l'accordo del circuito volano in modo da leggere il minimo (che è superiore al minimo letto in precedenza) della corrente anodica; questo generalmente corrisponde con le migliori condizioni di trasferimento.

Perchè non è necessario neutralizzare uno stadio moltiplicatore di frequenza?

Perché il volano nel circuito anodico è sintonizzato su una frequenza che è un multiplo di quella d'accordo del circuito di ingresso.

Qual'è il principale svantaggio che presenta la polarizzazione con resistenza di griglia di un amplificatore in classe C?

E quello che se non si adotta una resistenza supplementare di polarizzazione, mancando l'eccitazione, viene a mancare la corrente di griglia, quindi la valvola non è più polarizzata e le correnti di placca e di griglia-schermo raggiungono valori altissimi, pregiudicando la vita del tubo.

Il rimedio è visibile in figura 72 con l'aggiunta di R_K.

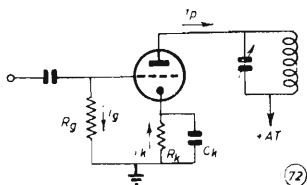



Fig. 72

Come si determina la potenza assorbita da un amplificatore.

La potenza anodica di un amplificatore in watt, è il prodotto della tensione anodica in volt, per la corrente anodica, in ampere.

Esempio: sia la tensione anodica di un tubo 6146 di 600 V e la corrente anodica di 80 mA; la potenza assorbita è 48 W (potenza ingresso).

Quale precauzione costruttiva si deve adottare per avere un regolare funzionamento di un trasmettitore costituito da un oscillatore e da uno stadio amplificatore?

Si deve racchiudere l'oscillatore dentro uno schermo metallico per evitare influenze esterne e si deve altresì schermare l'amplificatore dall'oscillatore, specialmente se l'amplificatore è un triodo neutralizzato.

Lo stesso dicasi ove il trasmettitore abbia altri stadi neutralizzati: occorre la separazione fisica dei diversi stadi mediante schermi.

Come si può stabilire la potenza utile in un tubo amplificatore di potenza conoscendo la potenza dissipabile sull'anodo?

In base alla potenza dissipabile sull'anodo, conoscendo la classe di funzionamento del tubo, si può stabilire la potenza assorbita e la potenza resa.

Esempio: un tubo ha una potenza dissipabile sull'anodo di 35 Watt; impiegato in classe C telegrafia, il suo rendimento è del 70%; pertanto la potenza resa può essere doppia di quella dissipabile e il tubo potrà avere una potenza ingresso di circa 100 Watt.

Di essi, 65÷70 vengono convertiti in alta frequenza e 30÷35 dissipati sull'anodo.

Calcolo delle reattanze di un volano anodico.

Nella figura 73, C_2 fa risuonare la bobina che ha in parallelo. L'antenna, collegata ai morsetti di uscita, rappresenta una resistenza dissipatrice accoppiabile induttivamente al volano.

Stabiliamo un Q_c di 12.

I dati del tubo siano:

$V_a = 2$ kV

$I_a = 175$ mA

$W_{in} = 350$ W

$\eta = 68\%$

Abbiamo:

$P = 350 \cdot 0,68 = 240$ Watt di RF

$$\omega L = \frac{1700^2}{2.240 \cdot 12} = 1500 \text{ ohm}$$

a 7 MHz, essendo $\omega = 44$; $L = 11,41$ μH donde C_2 risulta di circa 47 pF.

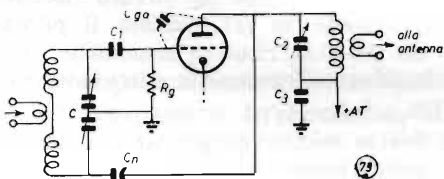



Fig. 73

C : condensatore a doppio statore, con rotore a massa.
C_1 : condensatore di accoppiamento.
C_2 : condensatore del volano anodico.
C_3 : condensatore di fuga.
C_n : condensatore di neutralizzazione.

Che cosa accade quando una portante modulata di ampiezza subisce anche una modulazione di frequenza dovuta al cattivo funzionamento del trasmettitore?

Questa involontaria modulazione di frequenza produce delle bande laterali « spurie », che allargano notevolmente il canale occupato dal trasmettitore.

Come è possibile stabilire quando uno stadio amplificatore a R.F. è neutralizzato oppure no.

Il metodo più semplice consiste nell'osservare se la corrente di griglia dello stadio amplificatore accusa variazioni mentre si sintonizza il circuito volano anodico dello stadio stesso; se l'amplificatore non è neutralizzato sufficientemente, il milliamperometro nel circuito di griglia accusa delle variazioni di corrente.

Definire un « Buffer ».

Si tratta di un amplificatore intermedio. Esso è anche impiegato per separare l'oscillatore da altro stadio di maggior potenza, che potrebbe provocare sbandamenti di frequenza in seguito a variazioni di carico, di sintonizzazione, di manipolazione telegrafica; in questi casi il buffer che segue l'oscillatore è un tubo in classe A.

Lo stadio finale genera 250 W, la resistenza di carico è di 10 ohm; che corrente circola in quest'ultima?

$$W = I^2 \;;\; I = \sqrt{\frac{W}{R}} = \sqrt{\frac{250}{10}} =$$

$$= \sqrt{25} = 5 \text{ A}$$

Amplificatore neutralizzato.

L'effetto di retroazione negativa è ottenuto attraverso C_n che riporta alla griglia l'energia del circuito anodico in fase opportuna (ruotata di 180° rispetto a quella trasferita via C_1 e C_{ga}).

Essendo C_{ga} di pochi pF, anche C_n sarà di pochi pF, ma regolabile; si agisce su di esso con un lungo cacciavite completamente in materiale plastico (fig. 73).

Neutralizzazione induttiva.

Consiste nel far passare dall'anodo alla griglia una corrente di retroazione che annulla quella che scorre in senso opposto attraverso la capacità griglia-anodo.

La bobina posta fra anodo e griglia deve essere variata fino ad assumere, in valore assoluto, una reattanza eguale (e contraria) a quella offerta dalla capacità griglia-anodo).

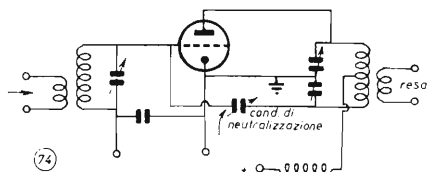



Fig. 74

Quali sono i principali vantaggi e svantaggi dei triodi e dei tubi a griglia-schermo come amplificatori R.F.?

I triodi possono venire più facilmente caricati e si adattano di più alla modulazione di placca. Però, richiedono la neutralizzazione esterna (fig. 74).

I tubi a griglia schermo hanno il vantaggio di non richiedere, nei casi normali, la neutralizzazione perché la capacità griglia-placca è ridotta a valori minimi dalla presenza della griglia schermo.

Come si esegue la neutralizzazione?

— Accoppiare al circuito volano anodico un indicatore R.F. sufficientemente sensibile, ad es. un diodo con un milliamperometro.

— Assicurarsi che il tubo non abbia alimentazione anodica, né di griglia schermo (se è un tetrodo); questa, oltre ad essere una precauzione per la sicurezza contro accidenti, è una necessità perché l'indicatore a R.F. deve rilevare quanta della energia di pilotaggio applicata alla griglia passa al circuito di uscita e circola nel volano anodico grazie all'accoppiamento capacitivo griglia/anodo.

— Sintonizzare alla risonanza il circuito di griglia ed il volano anodico; la condizione di risonanza è rivelata dalla massima deflessione del milliamperometro.

— Regolare quindi il dispositivo di neutralizzazione: condensatore, bobina di retroazione, presa intermedia od altro dispositivo.

— Via via che l'effetto di retroazione negativa fa diminuire la deflessione del milliamperometro, stringere l'accoppiamento.

— La migliore neutralizzazione è data dalla minima lettura (o nulla) sebbene la sonda dell'indicatore a R.F. sia accoppiata al massimo possibile.

Radiazioni armoniche, loro rivelazione e rimedi.

Le principali cause sono:

1) Condizioni di lavoro dello stadio finale (P.A.) errate (ad es.: eccessiva tensione negativa di griglia) che provocano distorsioni della forma d'onda e quindi generazione di frequenze armoniche intense.
2) Scarsa selettività nei circuiti risonanti interstadi: in tal maniera il pilotaggio del P.A., ricco di armoniche, viene applicato globalmente allo stadio finale.
3) Scarsa selettività nel volano del P.A. e quindi basso « Q dinamico » di tale circuito risonante: Q_c minore di 10.
4) Scarsa selettività nei circuiti accordati posti fra il volano del P.A. e l'antenna od omissione di tali circuiti (accordatore d'antenna).

I rimedi più comuni sono:

1) Ridurre il negativo di polarizzazione ed il pilotaggio in modo da ottenere un adeguato compromesso fra rendimento del P.A. e generazione di armoniche.
2) Migliorare il « Q » dei circuiti interstadi, agendo in questo senso:
   a) incrementare il rapporto C/L, ossia portare il circuito alla risonanza con maggior capacità diminuendo L;
   b) ridurre l'accoppiamento verso lo stadio successivo.
3) Ridurre la bobina del P.A. in modo da ottenere la risonanza con una capacità maggiore.

4) Impiegare un circuito accordato fra il volano del P.A. e la linea di alimentazione dell'antenna.

Rivelazione delle armoniche:

1) Si può impiegare un ondametro ad assorbimento che verrà accoppiato all'uscita e sintonizzato sulle frequenze armoniche.
2) Ci si può avvalere di altro ricevitore posto ad una certa distanza (qualche centinaio di metri) dal trasmettitore; la eccessiva vicinanza del ricevitore porterebbe infatti al suo sovraccarico, che originerebbe armoniche « fantasma ».

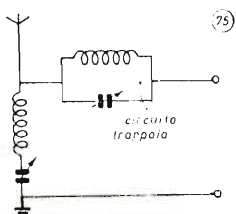



Fig. 75

Come si può ridurre l'irradiazione di frequenze armoniche, disturbanti la TV?

Se compare la TVI (interferenze alla TV), si può combatterla:
- schermando gli stadi R.F.;
- filtrando tutti i collegamenti che escono dagli stadi schermati, per evitare alle armoniche di scorrere all'esterno;
- sistemando i circuiti R.F. in modo da evitare l'esaltazione per risonanza, delle armoniche;
- evitando di lavorare in classe C o per lo meno riducendo il negativo di polarizzazione e quindi l'eccitazione;
- usando un accordatore d'antenna che attenui le armoniche;
- inserendo filtri passa-basso nella linea coassiale d'antenna;
- accordando antenna e linea in modo che filtrino le armoniche;
- lavorando su bande di frequenza più basse nelle ore in cui la TVI crea disturbo al maggior numero di utenti.

Parlate delle oscillazioni parassite.

Le oscillazioni parassite sono dannose; di norma esse si manifestano a frequenza molto diversa da quella di lavoro.

In quale maniera si può ridurre la componente di armoniche di un amplificatore R.F. finale?

La riduzione delle armoniche si ottiene usando una capacità molto grande nel circuito volano in modo da diminuire il rapporto L/C; adoperando un potenziale di griglia di poco maggiore di quello richiesto per ottenere l'interdizione della corrente anodica: angolo di circolazione di poco minore di 180°.

Come si fa ad eliminare l'eventuale interferenza prodotta da una emissione di amatore su una stazione di radiodiffusione ad onde medie?

La maggior parte delle volte tale interferenza si deve ad un cattivo funzionamento del ricevitore.

Si può tentare di ovviarlo adottando un circuito trappola (fig. 75).

I circuiti trappola vengono sintonizzati sulla frequenza del segnale che disturba.

Perchè con le valvole a filamento accese in corrente alternata il centro dell'avvolgimento di accensione è a massa?

Il centro del trasformatore dell'avvolgimento di accensione rappresenta il ritorno dei circuiti di placca e delle varie griglie. La presa viene fatta al centro per ridurre la modulazione da ronzio dovuto alla corrente alternata di accensione (figura 76).

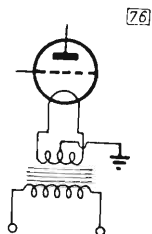



Fig. 76

In quali punti si può manipolare?

Si può manipolare sul catodo del P.A. o di ogni stadio precedente, purché quelli che seguono abbiano una polarizzazione fissa; si può manipolare sulla griglia schermo del P.A. o di uno stadio precedente, osservando le precauzioni di cui sopra.

Come è fatto un trasmettitore telegrafico.

Un semplice trasmettitore telegrafico è costituito da un oscillatore ad alta frequenza e da uno o più stadi amplificatori in classe C (fig. 77). Se l'oscillatore è del tipo autoeccitato, conviene farlo funzionare su una frequenza che è la metà, un terzo, un quarto della frequenza di lavoro ed in tal caso tra l'oscillatore ed il finale vi dovranno essere degli stadi moltiplicatori di frequenza.

La manipolazione telegrafica si può applicare a qualsiasi stadio ma in genere, ove non si ricorra a speciali accorgimenti, è bene escludere lo stadio oscillatore.

Nella fig. 78 vedesi schematicamente un trasmettitore telegrafico a due stadi in cui L, C_1, C_2, C_3, costituiscono il circuito sintonizzato di griglia ad alta capacità e bassa induttanza, dell'oscillatore.

C_1 è un piccolo condensatore variabile mediante il quale si possono effettuare piccoli spostamenti di frequenza (ad es. da 7 a 7,1 MHz).

R e Cg sono il gruppo resistenza-condensatore di griglia.

Il tubo 6AQ5 lavora come oscillatore ECO. I condensatori C hanno la funzione di disaccoppiamento e fuga.

Rg resistenza di griglia dello stadio amplificatore ha il compito di fornire una certa polarizzazione mediante la caduta di tensione provocata dallo scorrere della corrente di griglia quando quest'ultima diviene positiva nel ciclo di eccitazione. La manipolazione avviene sul catodo del tubo 807. Questo tubo può funzionare sia come amplificatore che come duplicatore di frequenza variando la polarizzazione — Vg e le costanti del circuito volano di placca.

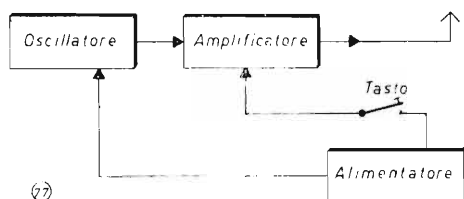



Fig. 77

AT_1 e AT_2 rappresentano le tensioni continue provenienti da due diversi alimentatori. Le due resistenze indicate con **P** formano un partitore che assicura una maggiore stabilità della tensione di griglia schermo dell'oscillatore.

Infatti con pentodi e tetrodi, la frequenza generata risente molto delle variazioni

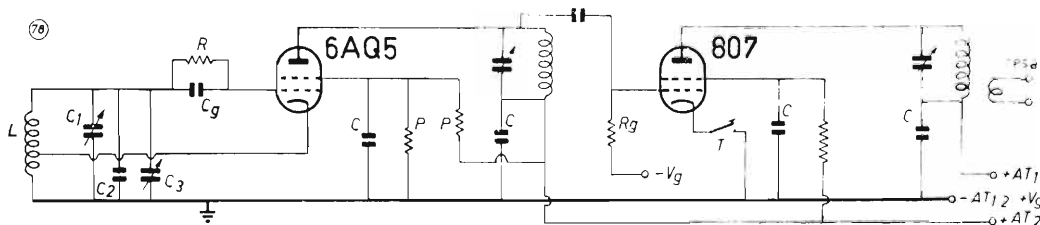



Fig. 78

di tensione della griglia schermo del tubo oscillatore.

A cosa serve il filtro di manipolazione?

Riduce la modulazione spuria — ossia i « clicks » che si generano da fenomeni transitori della manipolazione (rapide interruzioni).

Manipolazione senza clicks.

Nello schema di fig. 79 la manipolazione è di griglia schermo, l'apertura del tasto fa abbassare di qualche decina di volt il potenziale di GS, la 6AH6 lavora al limite d'oscillazione; la piccola variazione di tensione è sufficiente a bloccare istantaneamente il segnale generato.

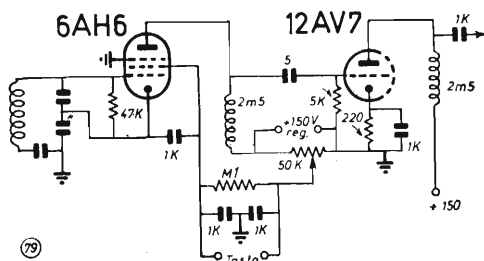



Fig. 79

Il potenziale di griglia schermo viene regolato mediante il potenziometro da 50 KΩ, nelle normali condizioni di lavoro, a tasto chiuso, si hanno 82 V (oscillazioni persistenti); a tasto aperto la tensione di griglia scende a 60 V, con quel potenziale non si hanno più oscillazioni. La 12AV7 è un « buffer ».

CAPITOLO 4°

MODULAZIONE

Definire le funzioni di modulatore, amplificatore, raddrizzatore, filtro.

Il **modulatore** è un complesso B.F. impiegato per variare in ampiezza, in frequenza (o fase) la emissione R.F. del trasmettitore. Il suo scopo è di permettere la trasmissione di informazioni a viva voce, oppure in morse od in codice di telescrivente (RTTY).

La S.S.B. (trasmissione a banda laterale unica) è una forma di modulazione di ampiezza.

L'**amplificatore** ha lo scopo di incrementare in tensione od in potenza un segnale B.F. o R.F. Si hanno quindi amplificatori di bassa frequenza nel modulatore e nelle parti finali del ricevitore; si hanno amplificatori di radio frequenza nel trasmettitore e nella parte « ingresso » del ricevitore. Gli stadi intermedi di un ricevitore sono detti a F.I. (frequenza intermedia); in realtà gli amplificatori F.I. sono amplificatori di alta frequenza con sintonia fissa intorno a 470 kHz (oppure intorno ad altri valori).

Il **raddrizzatore** è un circuito con diodi a vuoto, a gas, oppure a secco, avente lo scopo di convertire la corrente alternata in corrente continua pulsante.

Il **filtro** più noto è quello « passa-basso » che, eliminando la pulsazione, spiana la corrente continua ottenuta dal raddrizzatore.

Qual'è il reale significato dei termini modulazione, mescolazione, conversione, rivelazione?

Si tratta di definizioni diverse date ad un medesimo processo:

— **Modulazione:** un segnale B.F., supponiamo da 1 kHz viene mescolato, in un apposito circuito, con un segnale R.F. ad es. 7.000 kHz. Dal processo si ricavano tre segnali R.F.: uno invariato di 7.000 kHz, uno di 6.999 kHz e l'altro di 7.001 kHz; il primo è detto portante, gli altri due prendono il nome di frequenze laterali. Nella trasmissione della parola, le frequenze B.F. sono numerose, coprono cioè una certa « banda » ed allora in luogo delle frequenze laterali, abbiamo due « bande laterali ».

— **Mescolazione:** una delle più note è quella che ha luogo nel ricevitore supereterodina. Un apposito tubo con tre o più griglie riceve il segnale a R.F. d'ingresso, poniamo a 7.000 kHz, su una griglia; ad un'altra griglia viene applicato un segnale a R.F. di frequenza maggiore o minore di quello d'ingresso. Supponiamo che questo secondo segnale (generato per mezzo di un oscillatore incorporato nel ricevitore) sia di 6.550 kHz: dal processo analogo al precedente si ricevano tre segnali: 7.000 kHz; 7.000 + 6.550 = 13.550; 7.000 — 6.550 = = 450 kHz. L'anodo del tubo porta un circuito risonante accordato, supponiamo, su quest'ultimo valore: il segnale di 450 kHz (che è un'onda lunga) viene passato allo stadio successivo e prende il nome di frequenza intermedia (od anche di media frequenza); gli altri due, di frequenza molto più alta, vengono dispersi.

— **Conversione:** si denomina in tal modo un processo identico al precedente, il tubo a più griglie, generalmente cinque, funziona però, oltre che da mescolatore, da oscillatore locale e prende il nome di tubo convertitore.

— **Rivelatore:** si indica così il processo di estrazione della informazione a B.F. contenuta nel segnale a R.F. modulata in arrivo nel ricevitore. Tale segnale in arrivo, secondo il primo esempio sarebbe costituito da tre componenti a R.F. (nell'esempio: 6.999 kHz, 7.000 kHz e 7.001 kHz); questi tre componenti stanno fra loro in una relazione di fase tale che passando in un circuito **non lineare**, ad esempio in un

diodo a cristallo (galena, germanio, silicio, ecc.) danno luogo ad una successiva modulazione il cui risultato utile è una B.F. ossia una nota od una informazione udibile, che al trasmettitore aveva modulato la R.F.

Cosa è la modulazione da ronzio?

E' una forma di modulazione spuria, causata dalla pulsazione della frequenza di rete (a 50 o 100 Hz) nella corrente continua che alimenta stadi particolarmente sensibili come ad esempio l'oscillatore del trasmettitore o l'amplificatore posto subito dopo il microfono. Il rimedio è, in genere, un miglior filtraggio di tale corrente continua.

Casi particolari di modulazione a 50 Hz sono quelli dovuti:

a) al flusso disperso raccolto dal trasformatore microfonico, quando si impiega un microfono dinamico;

b) tubo di potenza senza catodo e secondario di accensione senza presa centrale; in tal caso il rimedio consiste nel creare un centro artificiale con due resistori di qualche decina di ohm posti in serie fra loro e con le estremità collegate a ciascun terminale del filamento, mentre il centro, comune ai due resistori, deve essere collegato alla massa.

Modulazione di ampiezza.

E' un processo nel quale la potenza irradiata varia in funzione della ampiezza del segnale a B.F. originato dalla parola o dai suoni da trasmettere.

Cosa s'intende per modulazione?

Per modulazione si intende la sovrapposizione di energia a bassa frequenza, quali la voce umana o la musica, alla resa ad alta frequenza di un trasmettitore che generi onde persistenti. L'energia ad alta frequenza irradiata prende il nome di onda portante.

Nella fig. 80 vediamo: in A l'onda portante persistente non modulata, in B un'onda sinusoidale del segnale di bassa frequenza proveniente dal modulatore, in C la sovrapposizione del segnale BF alla portante. In questo caso, però, l'ampiezza del segnale BF rispetto a quella della portante è tale che la profondità di modulazione è del 50%.

In D è raffigurata invece, la portante modulata da un segnale BF più intenso, che permette di raggiungere il cento per cento di modulazione.

Quali sono le forme di modulazione più conosciute?

Le forme di modulazione più note sono quelle di ampiezza e di frequenza.

La prima viene abbreviata con AM.

La seconda con FM.

Nella modulazione di ampiezza, il segnale BF si sovrappone alla portante per mezzo di una corrispondente variazione della ampiezza od intensità del segnale RF che genera l'onda portante.

La portante, durante il ciclo di modulazione, mantiene la sua frequenza rigorosa-

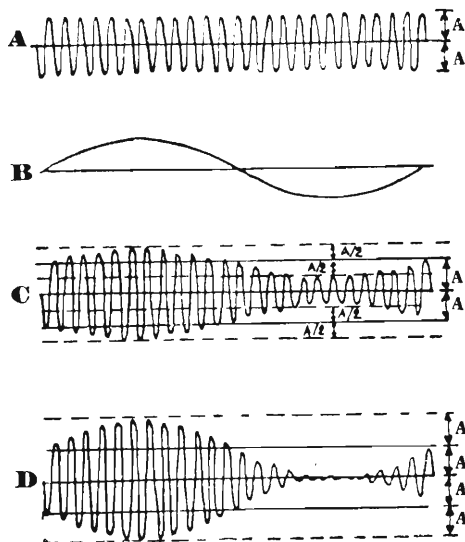



Fig. 80

mente costante; ma la sua intensità varia da zero al doppio di quella che sarebbe in assenza di modulazione.

Nella modulazione di frequenza l'ampiezza della portante non varia, ma la frequenza del segnale, durante il ciclo di modulazione, cresce e diminuisce di un'ammontare corrispondente alla frequenza della bassa frequenza modulante.

Che cosa sono le bande laterali?

Durante il processo di modulazione di ampiezza, la frequenza della portante rimane invariata; però, la voce ed i suoni, mescolandosi alla alta frequenza irradiata, convertono parte di questa in due bande laterali (una superiore ed una inferiore alla frequenza di lavoro) tanto più estese quanto più alte sono le frequenze di modulazione.

Per questo motivo, per una stazione radiotelefonica, è necessaria una zona di frequenza chiamata canale.

Siccome le bande laterali sono due (una in più ed una in meno), il canale deve essere il doppio della più alta frequenza di modulazione.

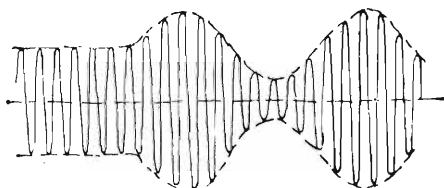
Per la radiodiffusione il canale è di 9 kHz; per la telefonia ed i collegamenti di Amatore, esso viene ridotto a 7 kHz, essendo rispettivamente le più alte frequenze di modulazione di 4,5 e di 3,5 kHz.

Che cosa si intende per percentuale di modulazione?

La percentuale o profondità di modulazione è il rapporto fra la potenza dell'energia R.F. e quella a B.F. di modulazione.

Si dice che la modulazione è al cento per cento quando l'ampiezza dei segnali modulati varia tra zero e due volte l'ampiezza della portante non modulata.

Un eccesso di B.F. produce la sovramodulazione del segnale irradiato, inconveniente dannoso, in quanto, oltre alla distorsione, che rende difficile la comprensibilità, si ha la generazione di segnali spurii.

Se la potenza B.F. è minore di quella richiesta, la modulazione è inferiore al 100% e a parità di potenza irradiata, il segnale B.F. rivelato da un ricevitore risulterà più debole. Scendendo la percentuale di modulazione diminuisce progressivamente la portata di un dato trasmettitore.

modulazione di ampiezza

modulazione di frequenza

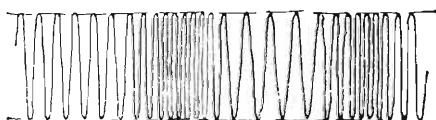



Fig. 81

Ripartizione della potenza irradiata da un trasmettitore modulato di ampiezza.

Se la profondità di modulazione è del 100% e la B.F. modulante ha forma sinusoidale, alle due bande laterali compete il 33,3% (cioè un terzo) della potenza irradiata in picco di modulazione.

Al picco, la potenza media irradiata aumenta del 50% rispetto alla potenza della sola portante, ad esempio se la portante non modulata è di 100 W R.F., nel picco di modulazione il trasmettitore irradia 150 W R.F.; ma poiché la potenza della portante è costante, i 50 W R.F. in più sono rappresentati dalla somma della potenza delle due bande laterali.

Appare evidente il miglioramento introdotto dalla S.S.B., in cui viene irradiata una sola banda laterale (quella cioè che, come la sua gemella, contiene la parte utile della trasmissione). Se questa ha 25 W, il livello del segnale al posto ricevente equivale a quello di un trasmettitore sei volte più potente (cioè da 150 W di R.F. in picco di modulazione).

Con modulazione sinusoidale al 100%, di quale percentuale aumenta la corrente d'antenna rispetto al valore letto con sola portante?

L'incremento è del 22,5%; infatti la potenza irradiata è del 150% rispetto alla portante, per la legge di Joule $P = I^2 R$: ammesso il carico d'antenna come puramente resistivo, l'incremento di I corrisponde alla radice quadrata di 1,5 cioè a 1,225 il che è come dire il 22,5% d'aumento.

La percentrale di modulazione viene ridotta dal 100% al 50%; di quanto si riduce la potenza irradiata sulle bande laterali?

Del 75%; infatti la potenza delle bande laterali è proporzionale al quadrato del fattore di modulazione «m». Il rapporto per ogni percentuale di modulazione è $(m : 100)^2$; quindi con $m = 100$ abbiamo $(100 : 100)^2 = 1$, mentre con $m = 50$ abbiamo $(50 : 100)^2 = 0{,}5^2 \doteq 0{,}25$, quindi possiamo dire che la potenza assegnata alle bande laterali è caduta del 75% ed è ora solo del 25%.

Qual'è l'incremento percentuale di potenza della R.F. irradiata quando la modulazione con segnale sinusoidale ha profondità 100%?

Rispetto alla R.F. irradiata senza modulazione (portante sola), l'aumento al picco è del 50%.

Cosa accade quando il trasmettitore è modulato asimmetricamente?

L'asimmetria è una caratteristica delle forme d'onda prodotte dalla voce umana, quindi la modulazione fonica è sempre ben lungi dalla forma sinusoidale e non è mai simmetrica. In altre parole ciò significa che i picchi di modulazione in un senso differiscono da quelli opposti. La asimmetria è accentuata dal tipo di microfono impiegato.

Tale asimmetria non nuoce alla bontà della trasmissione purché i circuiti impiegati siano lineari. Si deve invece correggere l'asimmetria esaltata dalla non linearità di amplificatori, preamplificatori e modulatori aventi eccessiva distorsione.

Anche un irregolare funzionamento dello stadio finale modulato è causa dell'inconveniente nella modulazione anodica i motivi possono essere:

- insufficiente polarizzazione od insufficiente eccitazione dello stadio finale (P.A.);
- carico anodico errato;
- sovramodulazione.

Caratteristiche di uno stadio classe C modulato.

La potenza erogata è proporzionale al quadrato della tensione anodica istantanea.

La corrente anodica istantanea è proporzionale alla tensione anodica istantanea.

Data la caratteristica, il tubo si comporta, nei confronti della tensione alternata (fornita dal modulatore) sovrapposta al potenziale anodico di alimentazione, come una pura resistenza.

Il milliamperometro inserito nel circuito anodico non accusa alcuna variazione, fino a quando la modulazione (in picco negativo) non supera il 100%.

L'asimmetria nella modulazione è notevole, il picco positivo è assai maggiore di quello negativo, ricercare le cause.

Poiché la voce non è un buon riferimento, usare un generatore B.F. sinusoidale e prelevare la R.F. con una sonda, per pilotare l'oscilloscopio a raggi catodici.

Se sullo schermo il segnale sinusoidale appare asimmetrico, con picchi positivi

più alti, le cause possibili sono due:
— distorsione nella parte B.F.;
— infiltrazione di R.F. nella parte audio.

Trasferendo l'oscilloscopio al trasformatore di modulazione si può accertare se esiste realmente distorsione nella parte audio. Se non vi è distorsione, occorre ricercare le cause d'infiltrazione della R.F. nella B.F.

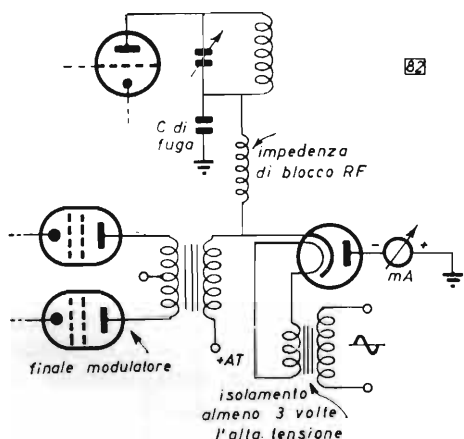



Fig. 82

Da cosa si deduce che la R.F. entra nel modulatore?

Sovraccarico degli stadi B.F.; distorsione solo quando è acceso lo stadio finale (P.A.); oscillazioni parassitarie, talora a frequenza non udibile.

Effetti della sovramodulazione in radiofonia.

La massima profondità di modulazione consentita è del 100%. L'eccesso di modulazione (profondità superiore al 100%) provoca bande laterali spurie.

Di conseguenza compaiono frequenze non volute, al di fuori del canale nel quale si trasmette (per canale si intende la banda di frequenze realmente necessarie per trasmettere l'informazione).

Tali frequenze fuori canale, dette comunemente « splatter », vanno ad interferire parecchi canali adiacenti e disturbano quindi altre comunicazioni od altri servizi.

Rivelatore di sovramodulazione.

La percentuale del 100% è ammessa, purché si disponga di un mezzo adeguato di allarme allorché la si supera; in fig. 82 è rappresentato un circuito indicatore di sovramodulazione.

La scala del milliamperometro si tara, con l'ausilio dell'oscillografo, al valore del 100%, in corrispondenza del quale si traccia un segno rosso.

Come può avvenire la modulazione di ampiezza?

La modulazione di ampiezza può essere effettuata sulle griglie, sulla placca, o sul catodo, dell'amplificatore in classe C da modulare.

Però, nel caso di triodi, è possibile solo la modulazione di griglia, di placca e di catodo.

I tetrodi ed i pentodi, modulati di placca, vengono contemporaneamente modulati di griglia schermo, altrimenti non è possibile ottenere una modulazione del cento per cento.

Parlate della modulazione di griglia.

La modulazione di griglia (fig. 83) ha il vantaggio di richiedere una piccola po-

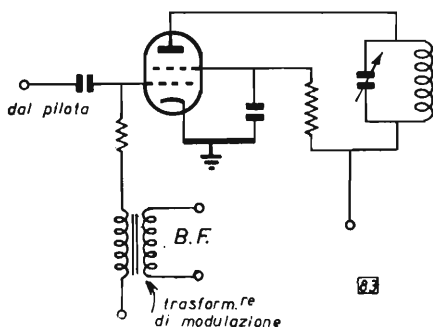



Fig. 83

tenza B.F.: in genere, il 5% della potenza R.F. In essa, però, si ha una certa distorsione sì che difficilmente si può raggiungere il 90% di profondità di modulazione.

Per di più il rendimento di stadio è basso (circa il 35%).

Parlate della modulazione di griglia-schermo.

La modulazione di griglia-schermo (figura 84) non può superare l'80% di profondità, senza distorsione.

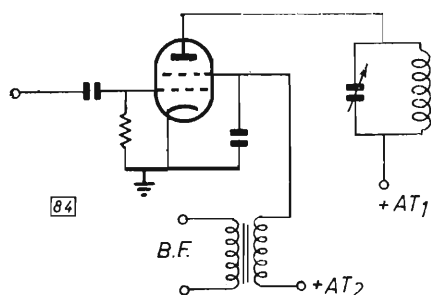



Fig. 84

La potenza B.F. è anche in questo caso piccola (circa il 5%). Però il rendimento di stadio è intorno al 30% sì che, a parità di condizioni, è da preferirsi la modulazione di griglia controllo.

Parlate della modulazione di soppressore

La modulazione di soppressore (fig. 85)

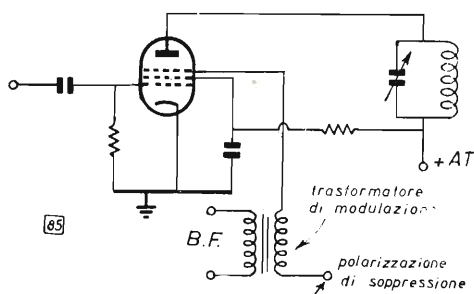



Fig. 85

può raggiungere il cento per cento, ma il rendimento di stadio rimane intorno al 35%. La potenza B.F. richiesta può essere un decimo ed anche meno della potenza R.F.

Parlate della modulazione di placca.

La modulazione di placca consente una percentuale di modulazione del cento per cento, con una resa di stadio di circa il 70%. La potenza B.F. deve essere uguale alla potenza R.F. ed in genere la si assume come metà della potenza assorbita dal modulato.

Quali sono i principali sistemi di modulazione di placca?

Essi sono due: modulazione per variazione della corrente di placca e modulazione per variazione della tensione di placca.

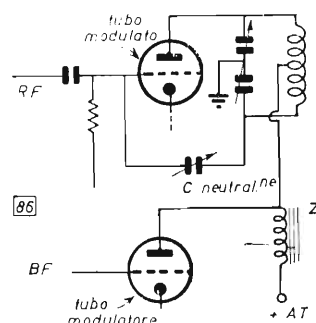



Fig. 86

Il primo, chiamato sistema di Heising (fig. 86) è il più antiquato: in esso, gli anodi del modulato e del modulatore sono collegati in parallelo ed alimentati dalla stessa sorgente di AT attraverso una bobina di impedenza a nucleo di ferro, le cui dimensioni dipendono, oltre che dalla potenza assorbita dal modulato e dal modulatore, anche dalle più basse frequenze di modulazione alle quali deve opporre una adeguata reattanza.

Lo svantaggio principale del sistema è che il tubo modulatore lavora in classe A e perciò ha un basso rendimento rispetto al modulato (che lavora in classe C).

Nella modulazione per tensione, l'energia b.f. viene applicata al modulato attraverso un trasformatore detto di modulazione (fig. 87).

Il modulatore è in genere, costituito da due tubi in classe B montati in opposizione. Come è già detto, nel caso di tetrodi o di pentodi, bisogna provvedere anche alla modulazione di griglia-schermo, che viene ottenuta o mediante un piccolo avvolgimento o ad impedenza-capacità, oppure mediante una resistenza di caduta, come è raffigurato in fig. 87.

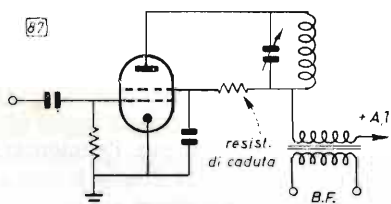



Fig. 87

Confronto fra le modulazioni di griglia.

Tra modulazione di griglia pilota, griglia schermo, griglia soppressore, le differenze di principio sono concettualmente trascurabili.

In ognuna di esse si fa variare l'amplificazione del tubo R.F. in modo che la potenza resa è direttamente proporzionale alla ampiezza istantanea della tensione modulante.

Per ottenere lo scopo, la potenza input ed il rendimento anodico del tubo R.F. variano in funzione della tensione modulante.

Quando il punto di lavoro è scelto in modo appropriato ed il soppressore non assorbe corrente, la potenza richiesta dal modulatore è piccolissima.

Negli altri due casi invece, scorre corrente di griglia durante parte del ciclo di modulazione e quindi il modulatore deve fornire una certa potenza, sia pur piccola. Poiché il carico anodico del modulatore è continuamente variabile, è necessario evitare la distorsione nella B.F., caricando il tubo B.F. di potenza con un resistore che dissipi una parte dell'energia ed agisca quindi, da « tampone ».

Parlate della modulazione di catodo.

La modulazione di catodo (fig. 88) offre il vantaggio di consentire un compromesso fra l'alto rendimento anodico (che si ha con un costoso modulatore nel caso della modulazione di placca) ed il basso rendimento anodico (che si ottiene con la economica modulazione di griglia).

Con una scarsa potenza B.F., il rendimento, nella modulazione di catodo, è simile a quello dato dalla modulazione di griglia. Con forte potenza B.F., ci si avvicina alla modulazione di placca. In genere, si usa una potenza B.F. del 30% rispetto a quella R.F. ed il rendimento di stadio è del 50-55%.

Non tutti i tubi si prestano alla modulazione di catodo. I più adatti, sono i triodi.

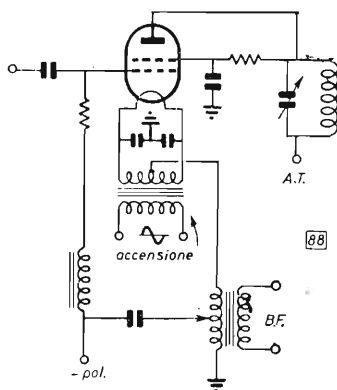



Fig. 88

Descrivete un trasmettitore telefonico con modulazione anodica.

Un trasmettitore telefonico di amatore (fig. 89) è costituito da un complesso di alta frequenza, da uno di bassa frequenza e da uno di alimentazione.

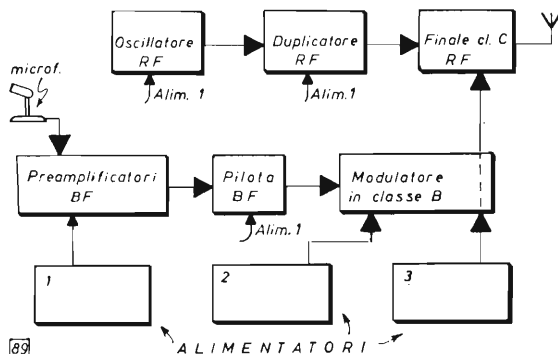



Fig. 89

L'A.F., in genere, comprende almeno tre stadi: un oscillatore, un duplicatore ed un finale in classe C modulato.

Il complesso B.F. comprende un preamplificatore a due stadi (accoppiati per resistenza-capacità), un pilota (accoppiato a trasformatore). Il modulatore è costituito da due valvole in opposizione in classe B od AB.

Il trasformatore di modulazione trasferisce l'energia di bassa frequenza dal circuito anodico del modulatore al circuito di alimentazione anodica del modulato.

Il complesso di alimentazione, oltre a fornire le tensioni di accensione a tutti i tubi, deve essere in grado di fornire 3 tensioni AT: una che alimenta gli anodi e le griglie schermo dell'oscillatore, del duplicatore, del preamplificatore B.F. e del pilota: l'altra, che fornisce le tensioni anodiche ai tubi modulatori. La 3ª alimenta il modulato.

Impedenza di un Classe C con modulazione anodica.

L'impedenza presentata dal modulato al modulatore è data da $R = V : I$, in cui V è la tensione anodica ed I è la corrente anodica dello stadio R.F. modulato.

In un Classe C con modulazione anodica, la I_a letta sul milliamperometro di anodo varia sotto modulazione; spiegare il motivo.

Se la lancetta indica una corrente in diminuzione significa:

1) eccitazione insufficiente;
2) insufficiente polarizzazione;
3) errato adattamento d'impedenza fra modulatore e Classe C modulato;
4) insufficiente capacità d'uscita dell'alimentatore del Classe C;
5) tensione anodica del Classe C troppo alta;
6) insufficiente emissione del filamento (o del catodo);
7) nei tetrodi e nei pentodi: insufficiente modulazione di griglia schermo, oppure condensatore di fuga di griglia schermo troppo grande, rispetto alla resistenza di caduta per l'alimentazione e modulazione della griglia schemo, derivata dall'alimentatore anodico.

Se la lancetta indica aumento:

1) sovramodulazione;
2) neutralizzazione insufficiente;
3) oscillazioni parassite.

In un trasmettitore telefonico la corrente d'antenna diminuisce bruscamente nei picchi di modulazione; indicarne i motivi.

Cause probabili:

— insufficiente eccitazione dello stadio finale (P.A.) od eccessiva;
— polarizzazione del P.A. non adatta alle condizioni di lavoro, in genere essa è insufficiente;
— sovraccarico del modulatore o poco carico del P.A.
— alimentatore insufficiente o filamenti sottoalimentati.

Nel caso di modulazione di griglia, può

darsi si sia messo a punto l'accordo in assenza di modulazione con un rendimento troppo alto (carico basso), e sotto modulazione il rendimento si abbassa notevolmente. Ed ancora: eccitazione del pilota R.F. che varia durante il ciclo di modulazione, non linearità nel modulatore in classe B o nel suo pilota.

Distorsione di un P.A. modulato di anodo.

In ogni caso lo stadio non si comporta come un trasduttore lineare e le cause sono simili alle precedenti:

- insufficiente polarizzazione del Classe C;
- insufficiente pilotaggio;
- neutralizzazione imperfetta;
- oscillazioni parassite;
- insufficiente emissione catodica;
- sovramodulazione, ossia eccesso di B.F.

Può darsi però che la distorsione non sia nel P.A., ma nel modulatore perché, ad esempio, la impedenza di carico è molto disadattata.

Anche una insufficiente capacità del condensatore d'uscita del filtro posto nell'alimentatore anodico del P.A. può essere causa di una particolare distorsione che varia con la frequenza ed in particolare, aumenta alle frequenze acustiche più basse.

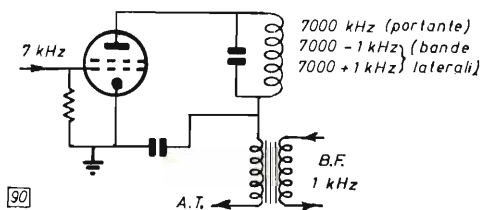



Fig. 90

Modulazione a basso livello.

E' la modulazione effettuata in uno stadio di piccola potenza lontano dal P.A. Tutti gli stadi seguenti devono essere non distorcenti, ossia devono essere in classe A, AB, B, ma non in classe C.

Si può trasmettere in fonia eliminando le bande laterali?

La trasmissione telefonica non sarebbe attuabile senza le bande laterali; le due bande sono identiche e trasmettono l'informazione, la soppressione di una delle due è possibile, in quanto una sola è sufficiente a trasmettere l'intera informazione. Le bande laterali non sono il prodotto del cattivo funzionamento di un trasmettitore ma sono invece, segnali ad alta frequenza che distano dalla portante di un certo ammontare di hertz o chilohertz eguale a quelli che componevano i suoni che hanno modulato il trasmettitore.

La valvola finale modulata (fig. 90) corrisponde ad una vera e propria mescolatrice: quando due tensioni alternative di diversa frequenza si incontrano, si ha la produzione di battimenti che rappresentano la somma e la differenza delle frequenze che li hanno originati. Se ad esempio un segnale R.F. di 7000 kHz si incontra con uno B.F. di 1 kHz si formeranno due battimenti, uno di 7001 kHz e l'altro di 6999 kHz, questi due battimenti distano dalla portante un kHz e rappresentano la informazione B.F. traslata nel campo delle R.F. e pertanto resa trasmissibile nello spazio sotto forma di onde elettromagnetiche. La voce contiene un gran numero di frequenze singole, ciascuna di esse « batte » con la portante e forma un segnale R.F. di frequenza leggermente diversa, ma che mantiene la stessa relazione che aveva con le frequenze vicine e rispetto alla portante (che rappresenta la frequenza zero).

Nel ricevitore si ha la demodulazione, nello stadio rivelatore, ed anche questo è un processo di battimento; l'incontro della portante rettificata con ciascuna frequenza che costituiva una banda laterale, ci consente di riavere la bassa frequenza udibile. Ad esempio, se la portante era di 7000 kHz e la banda laterale era stata generata da un suono unico di un kHz (risultato 7001 kHz) il battimento alla demo-

dulazione dà una nota B.F. di 1 kHz che nell'altoparlante suonerà come un fischio continuo.

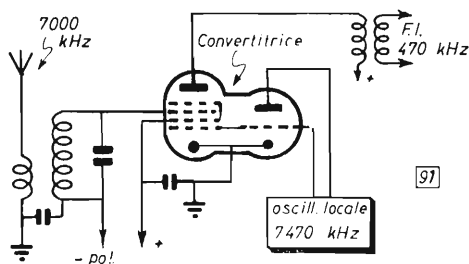



Fig. 91

Indicare la differenza fra mescolatori, modulatori, convertitori, demodulatori.

Sono sostanzialmente simili, come, del resto affini sono i loro prodotti; generare un battimento, eterodinare, convertire, modulare, demodulare, sono processi che sostanzialmente si equivalgono; la differenza sta nelle potenze in gioco, nell'ampiezza dei segnali, ma il processo è il medesimo. La valvola finale modulata di fig. 90 riceve una frequenza sulla griglia mentre un'altra frequenza, molto più bassa, è applicata all'anodo. Il risultato è un battimento somma e uno differenza che vengono irradiati insieme ad una parte della R.F. non modulata (i battimenti sono le bande laterali mentre la radio frequenza rimasta immutata rappresenta la così detta portante). Così la valvola convertitrice di un ricevitore; qui le potenze in gioco sono milioni di volte minori, ma il processo è eguale, su un elettrodo giunge una tensione alternativa di 7 MHz, su un altro troviamo una tensione di 7470 kHz generata localmente, il risultato è un battimento differenza di 470 kHz che sfruttiamo (chiamandolo frequenza intermedia) ed un battimento somma che abbandoniamo al suo destino, perchè la frequenza non ci interessa (fig. 91).

Al diodo demodulatore dello stadio di rivelazione (fig. 92) giungono la frequenza portante convertita in 470 kHz e le bande laterali che le sono immancabilmente vicine; qui la portante di 470 kHz e la banda laterale, che per caso può essere di 471 kHz, si uniscono e ne nasce anche un battimento di 1 kHz, che a noi interessa perché è una bassa frequenza che il nostro orecchio può sentire. I modulatori bilanciati sono dei convertitori di frequenza che hanno delle interessanti proprietà: in fig. 93 abbiamo due triodi funzionanti in classe B (rivelatori per caratteristica di placca). Ad un triodo applichiamo la B.F., all'altro la R.F. e, per risultato, abbiamo solo battimenti somma-differenza, mentre la R.F. a battimento zero (che comunemente si dice portante) viene soppressa.

Si può trasmettere in fonia eliminando la portante?

Teoricamente è possibile, perché l'informazione telefonica viene trasmessa esclusivamente dalle bande laterali, mentre la portante, che ha soltanto la funzione di permettere l'eterodinaggio di tali segnali nello stadio demodulatore del ricevitore, può essere creata artificialmente nell'apparecchio ricevente essendo la sua frequenza ed intensità costanti. In pratica

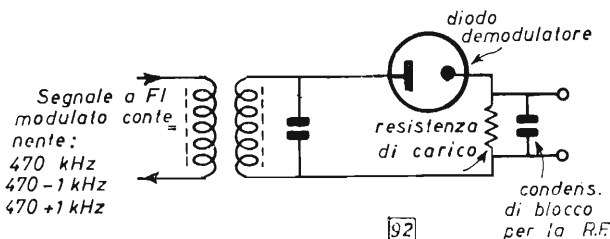



Fig. 92

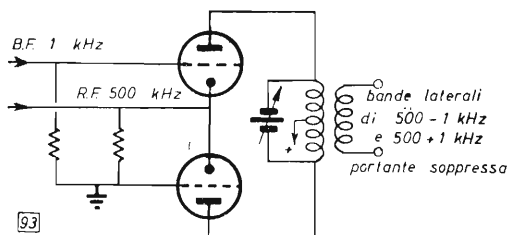



Fig. 93

però, la trasmissione delle due bande laterali con portante soppressa non è attuabile perché, mancando la possibilità di controllare le relazioni di fase fra le tensioni alternative applicate al demodulatore, la B.F. risultante riesce incomprensibile. Però se al demodulatore viene applicata una sola banda laterale, allora è possibile avere una ricezione indistorta, anche se la portante è stata generata artificialmente nel ricevitore. Pertanto la trasmissione di una sola banda laterale senza portante è praticamente attuabile e vantaggiosa.

Indicare i vantaggi della trasmissione a banda laterale unica.

Il trasmettitore a banda laterale unica occupa un canale di frequenze che è esattamente la metà di quello occupato da un trasmettitore con modulazione normale. La soppressione della portante permette di concentrare sulle frequenze che costituiscono l'unica banda, tutta la potenza disponibile.

Poiché la portante utilizza una larga percentuale della potenza, mentre alle bande laterali tocca soltanto la parte minore, la soppressione della portante consente di concentrare l'energia sulla unica banda trasmessa; insomma a parità di potenza assorbita dal trasmettitore, al ricevitore i segnali in arrivo si presentano come se fossero irradiati da uno stadio finale che avesse una potenza molto maggiore. Il P.A. è meno affaticato ed il tubo lavora fresco, si ha una riduzione della TVI ed una economia di energia d'alimentazione.

Descrivete un trasmettitore a banda laterale unica.

I trasmettitori attualmente in uso sono di due tipi: a filtro ed a sfasamento.

Trasmettitore a filtro; fig. 94 la bassa frequenza proveniente dal microfono, dopo una debole amplificazione, viene applicata al modulatore bilanciato; anche la R.F. di circa 500 kHz entra nel primo modulatore bilanciato.

All'uscita del primo modulatore, si hanno due bande laterali di debole potenza (frazione di watt); per sopprimere una delle due bande e eliminare ogni residuo di portante, si utilizza un filtro che può essere meccanico, a induttanza e capacità od a cristallo; per stazioni di amatore il più semplice ed economico è però, quello a cristallo. All'uscita del filtro abbiamo una sola banda laterale che però, non può essere amplificata da stadi in classe C in quanto è una alta frequenza già modulata e suscettibile di distorsione.

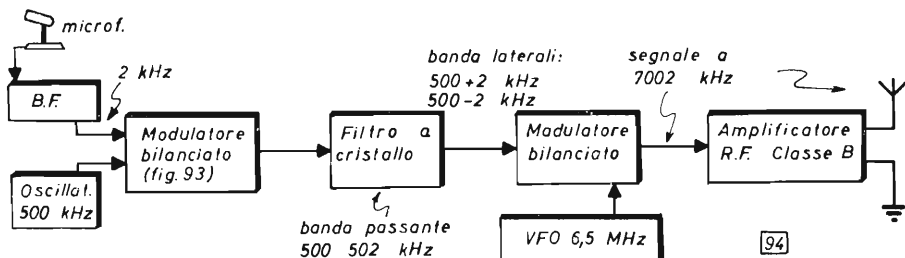



Fig. 94

Non potendo moltiplicare la frequenza, per passare da 500 kHz alla gamma di lavoro, si deve ricorrere alla conversione; questa può farsi con un secondo modulatore bilanciato in cui entrano un segnale a banda laterale unica ed un segnale R.F. Usando frequenze appropriate, il battimento che si genera cade nella gamma che interessa; dopo non resta che amplificare con stadi intermedi in classe A e, per il finale di potenza, con un tubo in classe B avente doti particolari di linearità.

Trasmettitore a sfasamento (fig. 95): è più usato per scopi commerciali; gli amatori però, preferiscono il filtro, per ragioni di facilità nella messa a punto.

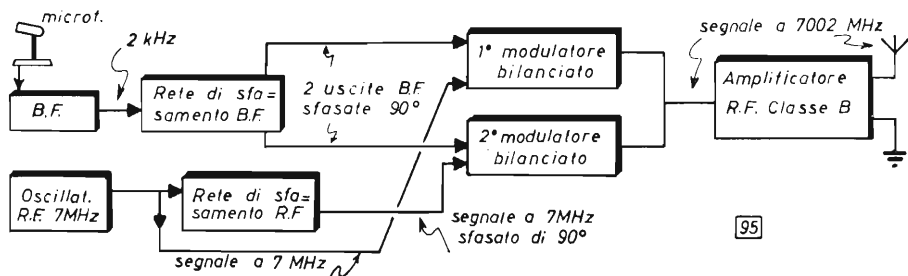



Fig. 95

Trasmettitore SSB a sfasamento (fig. 95).

Il segnale a B.F., mediante una rete « audio phasing », viene suddiviso in due componenti eguali ma sfasate fra loro di 90 gradi.

Anche il segnale a R.F., ottenuto da uno stabile oscillatore, viene diviso in due componenti sfasate fra loro di 90 gradi.

I modulatori bilanciati sono due, in ciascuno di essi viene introdotta una B.F. ed una R.F.

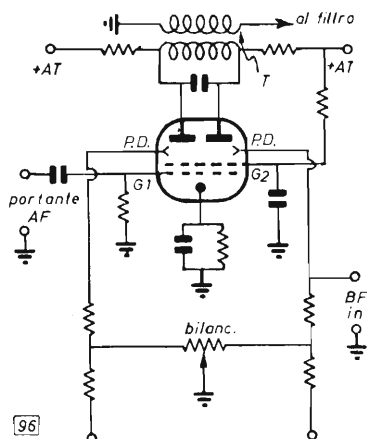
Mentre le due portanti a R.F. sono soppresse in ciascun modulatore, le bande laterali vengono combinate. Le relazioni di fase delle bande sono tali che mentre una coppia, ad esempio le « inferiori », si cancellano a vicenda, l'altra coppia, le « superiori », si sommano accentuandosi. Queste ultime daranno origine al segnale che viene amplificato ed irradiato.

Fig. 96

Funzione del modulatore bilanciato.

Ha lo scopo di modulare la portante, ma alla sua uscita, se ben regolato, si dovranno avere solo le bande laterali, mentre la portante non modulata sarà soppressa (cancellata, ovvero come dicono gli anglosassoni: « balanced out »).

Che amplificatori si usano dopo il modulatore bilanciato, in un trasmettitore SSB a filtro.

Il modulatore è a basso livello; è necessario pertanto fargli seguire stadi ad amplificazione lineare, quali ad esempio

quelli in Classe A, AB, B. Se si dovesse introdurre uno stadio in Classe C, la banda laterale applicata al suo ingresso verrebbe fortemente distorta; fra l'altro il canale SSB, invece di risultare metà del normale, sarebbe larghissimo, a causa delle spurie.

Modulatore bilanciato SSB con Beam Deflection Tube (fig. 96).

Il fascio di elettroni provenienti dal catodo ed uscente da G_2 è modulato dalla A.F. applicata alla G1. La frequenza A.F., a seconda dei filtri adottati, va da 450 kHz a 9 MHz. Il segnale B.F. che deve modulare la A.F. è applicato ad una placchetta deflettrice. Facendo variare la polarità delle P.D. (placchette deviatrici), il segnale B.F. commuta il flusso elettronico ora su un anodo, ora sull'altro.

Con il potenziometro di bilanciamento si equalizza il flusso elettronico su ambedue gli anodi. Sul secondario del trasformatore T si ottengono così, due bande laterali con portante soppressa. Il filtro a valle di T provvede ad eliminare una delle due bande laterali.

Come deve variare la corrente anodica in un amplificatore modulato?

A prescindere dalla SSB, in tutti gli altri casi in cui la portante è costante non si deve avere nessuna variazione, qualunque sia il metodo di modulazione.

Che cosa è il « clipping » ?

La parola, trasformata in corrente alternata, ha un andamento molto diverso dal sinusoidale, in conseguenza la potenza media è considerevolmente minore. Questo è il motivo per il quale la parola modula, al max. solo in qualche istante, il trasmettitore messo a punto per la modulazione, al 100% con segnale B.F. sinusoidale. In conseguenza di questi e di altri motivi la portata del segnale radiotelefonico è notevolmente minore di quello radiotelegrafico.

Il clipper è essenzialmente uno squadratore (pentodo saturato o diodo) che elimina i picchi troppo appuntiti generati da certi suoni.

Usando il clipper i picchi aguzzi non vengono trasmessi, però la parola, fino ad un certo limite, non perde di comprensibilità; in compenso si può aumentare l'ampiezza media del segnale B.F. fino ad ottenere la modulazione al 100% col parlato. Il clipper unito al taglio delle frequenze minori di 500 Hz e maggiori di 3500 Hz, consente un enorme aumento dell'efficacia del segnale modulato dalla parola (incrementi da 10 a 100 volte).

Vantaggi nell'impiego di un limitatore di ampiezza nel premodulatore.

Avendo molti picchi aguzzi, la parola limita la effettiva profondità di modulazione ad un terzo circa. L'adozione del limitatore d'ampiezza permette una modulazione più profonda senza timore di sovra modulazione e formazione di splatter.

Un trasmettitore è modulato in frequenza al 100%, quale è il rapporto fra potenza modulata e potenza non modulata?

Esso è di uno ad uno per qualsiasi percentuale di modulazione; infatti la potenza irradiata non varia sotto modulazione ma rimane costante. Ciò che varia, e trasmette l'informazione, è la frequenza (figura 81).

Definire la « deviazione » in F.M. (modulazione di frequenza).

Nella F.M. si definisce « deviazione » la differenza massima tra le frequenze del segnale R.F. modulato e la frequenza del medesimo in assenza di modulazione. L'indice di deviazione rappresenta il rapporto fra la massima deviazione della frequenza e la più alta frequenza modulante.

Sia la massima deviazione di frequenza 75 kHz rispetto al valore della R.F. in assenza di modulazione e sia 15 kHz la più alta frequenza di B.F.: l'indice è pertanto 75 : 15 = 5 .

Fig. 97

LC : circuito oscillatorio.
R_k , R_{gs} : resistenze del tubo a reattanza.
T_1 : tubo a reattanza;
T_2 : tubo oscillatore.

Modulazione di frequenza con tubo a reattanza.

Come schema di base possiamo definire tale modulatore, un amplificatore R.F. modulato dalla B.F. in griglia, con l'anodo collegato al circuito risonante dell'oscillatore (fig. 97).

Anche un po' di tensione R.F. passa dal circuito oscillatore alla griglia del tubo a reattanza, T_1 sfasata di 90°.

Tale potenziale R.F. imprime una corrente ad alta frequenza nel circuito anodico del tubo a reattanza (e quindi anche nel circuito oscillatorio). La corrente R.F., amplificata dal tubo a reattanza, è però sfasata di 90° rispetto a quella normalmente circolante nel circuito risonante dell'oscillatore.

A seconda dello schema adottato per il tubo a reattanza, questa corrente, che si sovrappone alla normale, nel circuito oscillatorio, può essere in anticipo od in ritardo.

Nel primo caso, il tubo a reattanza si comporta come una capacità (corrente in anticipo sulla tensione), nel secondo caso il tubo equivale ad una induttanza.

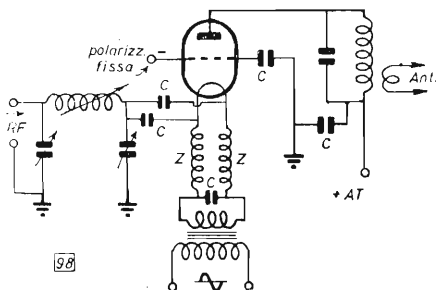
L'effetto reattivo è più o meno grande a seconda della corrente anodica del tubo a reattanza, ma questa varia in funzione della B.F. applicata alla griglia.

In tal maniera la variazione della corrente R.F. sfasata di 90° nel risuonatore, provoca uno spostamento della frequenza generata dall'oscillatore, nel ritmo della modulazione B.F.

Pregi dell'amplificatore ad ingresso catodico.

Per la SSB, la F.M. ed il C.W. (telegrafia), l'amplificatore ad ingresso catodico (fig. 98) presenta alcuni indiscutibili pregi:

— ha un ingresso a bassa impedenza che ben si adatta ai trasmettitori con uscite per mezzo di cavi coassiali;
— è intrinsicamente controreazionato e quindi ha una eccellente linearità;
— trasferisce al circuito anodico e quindi all'antenna, parte della energia di eccitazione.

Fig. 98

Queste caratteristiche ne fanno il «booster» ideale per chi, disponendo di trasmettitori di piccola potenza voglia trasmettere con potenze maggiori, senza far altra operazione che quella di scambiare le connessioni d'antenna (commutando i cavi) ed accordando, naturalmente, il booster.

I tubi che meglio si prestano sono quelli ad alto μ (oltre 50), gli « zero bias » che funzionano in classe B con polarizzazione zero. Non occorre neutralizzare, perché la capacità filamento/anodo è molto bassa,

occorre però evitare accoppiamenti tra i circuiti di uscita e quelli di ingresso.

La potenza di parecchi watt necessaria al pilotaggio non va perduta; mentre una frazione di essa è realmente dissipata nel circuito filamento-griglia (nel Classe B, la griglia diviene positiva ed è percorsa da corrente), la maggior parte è trasferita al circuito anodico e si somma all'output del tubo.

Nello schema, C, sono i consueti condensatori di fuga per R.F., Z è una impedenza bifilare avvolta con filo grosso (dipende dalla corrente assorbita dal filamento; per ottenere un efficace arresto della R.F. con un modesto numero di spire, di solito si usano nuclei di ferrite ricavati da trasformatori di riga bruciati). Il filtro a pi-greco di ingresso adatta il cavo coassiale alla impedenza di ingresso (generalmente da 100 a 500 ohm). Il volano anodico può essere del tipo a pi-greco.

CAPITOLO 5°

SEMICONDUTTORI

La semiconduzione.

Per comprendere bene il fenomeno, occorre modificare alcuni concetti classici. La corrente elettrica immaginata come dovuta non soltanto al flusso di quegli « atomi di elettricità » che sono gli elettroni, ma anche al flusso di alterazioni nella distribuzione degli elettroni nel conduttore, localizzate intorno a ben definiti punti, e capaci di muoversi nel campo di forza elettrica come vi si muoverebbe una carica positiva. A tali alterazioni si dà il nome di « buchi elettronici ». Nel transistore, il semiconduttore omogeneo nel quale si muovono le cariche, corrisponde al vuoto esistente nel tubo elettronico; i contatti tra metallo e semiconduttore tengono il posto delle superfici metalliche delle valvole.

Per un certo periodo, nella tecnica delle applicazioni dei semiconduttori ci si è sempre quasi esclusivamente serviti del germanio; ma molte altre sostanze semiconduttrici esistono, e su di esse si concentra lo sforzo di ricerca più recente.

Per esempio, l'attenzione sul silicio — già prima del germanio usato per raddrizzatori commerciali — si è fatta molto più intensa dopo la scoperta del fatto che il silicio stesso, puro, presenta una bassa conducibilità intrinseca, e sopporta alte temperature, inibite al germanio. E veramente importanti sono le applicazioni odierne del silicio per i transistori, i raddrizzatori di potenza, le batterie solari.

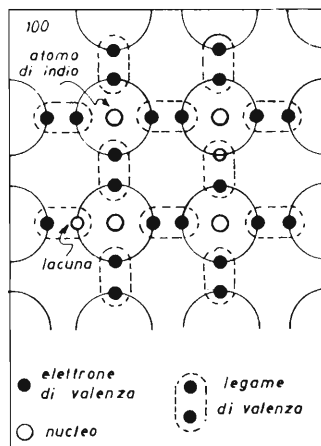



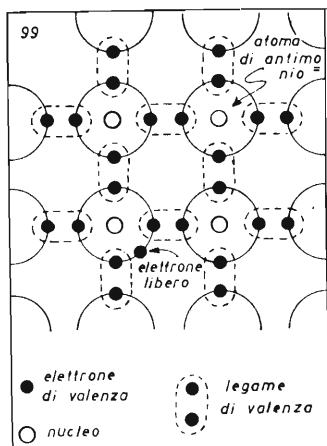
Fig. 99

Fig. 100

Cosa sono i semiconduttori?

I semiconduttori sono composti di tipo diversi, presentanti conducibilità elettrica di tipo ionico, intermedia fra quella dei metalli (buoni conduttori elettrici) e quella degli isolanti.

Semiconduttori di tipo N.

Già nei primi studi sui semiconduttori fu osservato che la presenza di certe impurità faceva mutare grandemente le proprietà semiconduttrici del germanio. Ad esempio, immettendo in un cristallo di germanio un atomo di antimonio, che possiede 5 elettroni di valenza (anziché 4 come il germanio) esso non si colloca normalmente nello spazio interatomico del

reticolo ma prende addirittura il posto di atomi del cristallo suddetto, risultandone modificata la polarità. E precisamente 4 elettroni dell'atomo invasore si legano ad altrettanti elettroni del cristallo mentre il

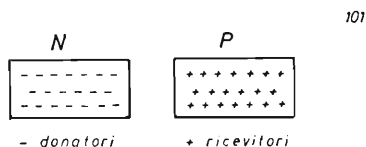



Fig. 101

quinto non vincolato, risulta libero o in eccesso (fig. 99). Se gli atomi di antimonio sono più di uno, si ripete per tutti il fenomeno sopradetto e si avranno più elettroni liberi o in eccesso; il cristallo prende il nome di germanio tipo N (conduttività negativa) e le impurità (atomi di antimonio) sono chiamate datrici o donatrici.

Semiconduttori di tipo P.

Se nel cristallo di germanio si introduce un atomo di indio, che possiede 3 elettroni di valenza, mettendosi l'invasore al posto dell'occupante, manca un elettrone per completare il vincolo di valenza. Si genera cioè un «vuoto» o lacuna detto «vacuolo», a colmare il quale si sposta istantaneamente un elettrone dal legame dell'atomo vicino (fig. 100). Se gli atomi di indio sono più di uno, si avranno altrettante lacune (elettroni in difetto); il cristallo prende il nome di germanio tipo P (conduttività positiva) mentre le impurità (atomi di indio) sono chiamate ricettrici.

Fenomeni di giunzione.

Quando semiconduttori N e P sono posti in contatto in modo da formare una struttura cristallina composita, la combinazione PN (fig. 101) forma un semiconduttore a giunzione. Esso viene a costituire un rettificatore a diodo nel quale gli elettroni scorrono liberamente in una sola direzione, purché sia superata la « barriera di potenziale ».

Conduzione di una giunzione PN.

Se il potenziale esterno rende positiva la parte P rispetto ad N (fig. 102 A) si rompe l'equilibrio e la barriera di potenziale della giunzione si abbassa. La quantità di elettroni che da N scorre verso P dipende dal potenziale esterno. La curva corrente/tensione è di tipo esponenziale.

Polarizzazione inversa di una giunzione PN.

Se si rende la porzione P più negativa della N, (fig. 102 B) la barriera di potenziale della giunzione viene accresciuta. Al crescere del potenziale esterno, la corrente di ricombinazione all'interno del semiconduttore diminuisce, fino ad annullarsi.

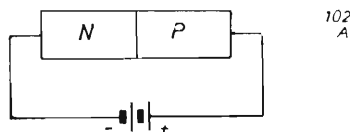



Fig. 102 A

Diodi PN come rettificatori.

La giunzione conduce facilmente la corrente in una direzione (forward biasing) mentre conduce molto debolmente in senso contrario (reverse biasing). Resistenze tipiche possono essere, ad esempio: 150 ohm forward, 200.000 ohm reverse.

Applicando ai capi del diodo un potenziale c.a., il diodo conduce solo se la regione P è positiva rispetto ad N; quando si inverte la polarità della c.a., N diviene positivo e la conduzione cessa.

Con un solo diodo si raddrizza una semionda ed ai capi di R compare un potenziale « pulsante », con frequenza egua-

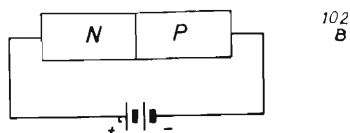



Fig. 102 B

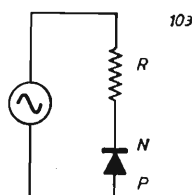



Fig. 103

le a quella della c.a. fornita dal generatore (fig. 103).

Effetto Zener.

Se la polarizzazione inversa viene continuomente accresciuta, ad un certo punto detto « tensione di Zener », si ha la scarica attraverso la giunzione (voltage breakdown).

Alla scarica, il passaggio della corrente trova un limite solo nella impedenza del circuito esterno. Se il circuito esterno impedisce alla corrente di raggiungere valori elevati, non si ha la distruzione del diodo, ma solo la separazione degli elettroni di valenza dalle orbite dei rispettivi atomi.

Questo continuo riformarsi di elettroni e vacuoli permette di impiegare il fenomeno per la regolazione di tensione negli alimentatori.

Nei diodi al silicio il fenomeno Zener si manifesta a circa 3,5 V, ma con opportuna tecnologia si possono ottenere diodi stabilizzatori funzionanti sino a qualche centinaio di volt.

Com' è possibile che un diodo di qualche grammo raddrizzi correnti di un ampere.

Effettivamente confrontando le prestazioni di un grosso raddrizzatore al selenio, voluminoso e generosamente alettato, con quelle di un piccolissimo diodo al silicio, si rimane sorpresi nel vedere come le prestazioni del secondo siano migliori di quelle del primo.

Rimane solo un dubbio: come fa un dispositivo del diametro di 2,5 mm con un volume di 15 mm cubici, privo di dissipatore, a sopportare forti correnti? La spiegazione risulta facile, ove si considerino le perdite dei diversi rettificatori: la caduta di potenziale necessaria per far passare la corrente nel senso ammesso è, per il silicio, minore di 0,6 volt. Questo potenziale, moltiplicato per la corrente, è una delle due cause di sviluppo di calore.

Oltre al potenziale minimo, richiesto per consentire il transito della « forward current », abbiamo un'altra fonte di perdite, dovuta alle imperfezioni dei cristalli. In fig. 102 abbiamo rappresentato le due regioni P ed N ben distinte, in realtà quelle sigle rappresentano « il partito di maggioranza » di ciascuna regione, però vi è anche una minoranza, in ciascuna di esse, che simpatizza per la fazione opposta. Questi « portatori » di cariche di nome opposto, attraversano la giunzione quando il diodo è polarizzato inversamente e sono causa di una « reverse current » che rappresenta una pura perdita e quindi altro sviluppo di calore. Però un buon cristallo di silicio, ha una reverse current 1/1000 della forward e quindi, anche questa sorgente di calore, aggiunta alla prima, porta il diodo a dissipare meno di un watt quando la corrente è un ampere.

Lo schottky barrier diode.

I diodi di questo tipo, noti comunemente col nome di « hot carrier diodes » hanno reso possibile interessanti soluzioni nel campo delle altissime frequenze, con bassi livelli.

Queste applicazioni sono rese possibili con vantaggio, grazie alle caratteristiche stanno fra quelle del normale diodo a giunzione e quelle dello «storico» detector «a baffo di gatto».

Strutturalmente, questo diodo invece della solita giunzione PN, ha una giunzione permanente fra una punta metallica ed una superficie di silicio ad alta resistività di tipo P oppure N.

Le principali applicazioni si hanno dove sia richiesta:
— altissima velocità di commutazione,
— immagazzinamento di cariche nullo;
— rumore bassissimo,
— comportamento uniforme in senso ammesso come in senso sbarrato.

Oltre alla tecnica degli impulsi, queste

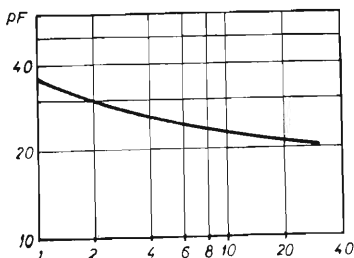
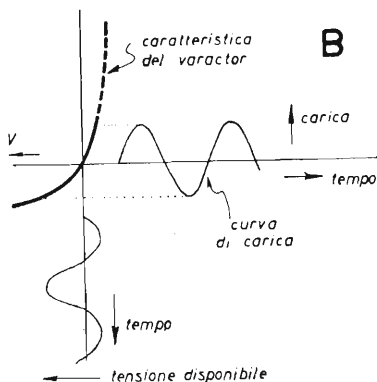
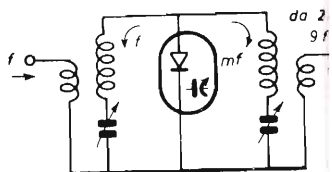



Fig. 104

caratteristiche lo rendono di estremo interesse nelle radiocomunicazioni fino ad oltre 10 GHz.

La saldatura del metallo sulla superficie piana del semiconduttore assicura stabile comportamento con un potenziale di contatto uniforme, nonché uniforme distribuzione della corrente attorno alla giunzione. Si ha inoltre, bassa e costante resistenza di contatto e quindi basso rumore.

La tolleranza a forti transitori che sovrastano di centinaia di volte il segnale manipolato, è eccellente.

Gli impieghi più interessanti nelle comunicazioni sono:

— Limitatore d'ampiezza,
— Discriminatore,
— Generatore d'armoniche,
— Modulatore.

In particolare, come modulatore bilanciato, ha delle prestazioni sorprendenti quale mescolatore nelle supereterodine. In questo caso, l'attenuazione di conversione e di soli 3 o 4 dB a 10 GHz; con una cifra di rumore estremamente bassa. Potenza dello oscillatore locale, per la massima sensibilità: circa 1 mW.

I Varactors.

E' noto che i diodi, di qualsiasi specie, presentano una certa capacità. I varactors sono speciali diodi al silicio, del tipo a giunzione, nei quali la componente reattiva è particolarmente incrementata.

In essi, la capacità diviene funzione della polarizzazione inversa.

Il $Q = X_c/R$ è abbastanza alto anche nei tipi normali: da 100 a 150.

Le capacità normali, al più basso potenziale, sono comprese fra 15 e 6,5 pF.

Aumentando il potenziale, la capacità diminuisce, generalmente il rapporto Cmax/Cmin è 3.

Per comprendere il comportamento di questi speciali diodi si deve tener presente che una giunzione NP, polarizzata inversamente, si comporta come un condensatore a facce piane. Quando la parte N ha una carica, egual carica di segno opposto si presenta nel semiconduttore P.

La fascia di « assenza di carica » nella barriera di giunzione si allarga all'aumento della ddp; pertanto la capacità diminuisce (per accrescimento della distanza tra le facce cariche).

Applicazioni dei Varactors.

Per i varactors di tipo normale: modulazione di frequenza di oscillatori, sia in AF che in BF (per la RRTY); controllo automatico della frequenza di ricevitori, sintonia di supereterodine (a distanza) agendo su un potenziometro; comando a distanza e controllo automatico di VFO o di un oscillatore della portante artificiale nei ricevitori SSB, ecc.

Ma oltre a queste evidenti prestazioni, come la sostituzione o integrazione di un

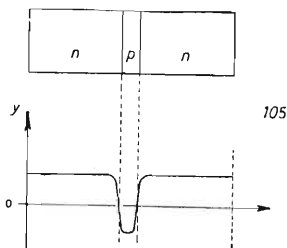



Fig. 105

condensatore variabile ad aria, con un semiconduttore quasi privo di perdite e che quindi non degrada il Q del circuito, abbiamo un'altra interessante applicazione quale la moltiplicazione di frequenze elevate. Per scopi di trasmissione, anzi, sono stati progettati diodi varactors di potenza che, dissipando una ventina di watt, possono tranquillamente erogare 35 W dei 45 W entranti). La gamma di lavoro di uno di essi: il Motorola MV1805C va da 100 MHz a 2 GHz. Oltre alla duplicazione e triplicazione, con ottimi rendimenti; è stata sperimentata la moltiplicazione per 9, col 28% di rendimento. Le caratteristiche volt cc/capacità sono illustrate in figura 104 A.

La tensione resa come vedesi in figura 104 B, è una funzione del tempo.

Nello schema di fig. 104 C, la potenza eccitatrice ha forma sinoidale, in quanto filtrata da un circuito risonante serie. La corrente di carica della capacità (corrente per il tempo) ha pertanto, un andamento sinoidale.

La tensione di carica, se la capacità avesse un comportamento lineare, sarebbe dunque: carica/capacità. Ma la capacità del varactor diminuisce al crescere del potenziale, che si presenta in opposizione alle polarità di conduzione: in conseguenza di questo comportamento anomalo (rispetto ai comuni diodi) la tensione ai capi del varactor si presenta in forma di **picchi ricorrenti.** E' noto che un'onda caratterizzata da picchi si può scomporre in: componente fondamentale ed armoniche. Ora, se il varactor è seguito da un circuito accordato che risuona su una di tali armoniche, essa verrà esaltata a detrimento delle altre componenti.

Transistori a giunzione.

Un transistore a giunzione è formato dall'insieme di tre elementi di semiconduttori rispettivamente di tipo N, P, e di nuovo N. Esso comprende quindi due giunzioni P-N, o viceversa.

Ciascun elemento è munito di un contatto elettrico di bassa resistenza. Ai vari elementi è stata assegnata una denominazione, in relazione alla relativa funzione specifica. Quello centrale è detto **base** e, supponendo che l'energia fluisca da sinistra verso destra, quello a sinistra si suole denominare **emettitore** e quello a destra **collettore.**

Nella fig. 105 è indicato un transistore a giunzione in equilibrio termico ed in assenza di tensioni applicate agli elettrodi. Il diagramma del poteziale discende di-

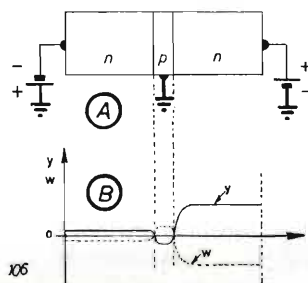



Fig. 106

rettamente da quello che compete alla giunzione P-N (prima esaminata).

Con riferimento alla fig. 106 A, si applichi ora, tra base ed emettitore una tensione che polarizzi la corrispondente giunzione N-P nel **senso ammesso,** e tra base e collettore una tensione che polarizzi la corrispondente giunzione nel **senso sbarrato.** In base alla distribuzione di potenziale, che viene in tal modo a stabilirsi (fig. 106 B) gli elettroni, trovando soltanto una piccola barriera di potenziale potranno diffondersi dall'emettitore alla base. Assegnando alla base un piccolo spessore (minore della profondità di penetrazione degli elettroni in un semiconduttore di tipo P), la maggior parte di essi attraverseranno la base senza ricombinarsi con i vuoti in essa presenti e raggiungeranno il collettore.

Il transistore.

Una notevole scoperta fatta nel 1948, ha reso noto che le proprietà dei semiconduttori non si limitano alla loro funzione raddrizzatrice, ma che l'aggiunta di un terzo elettrodo con contatto puntiforme rende possibile la costruzione di una valvola a cristallo a tre elettrodi, con proprietà analoghe a quelle del corrispondente tubo elettronico a tre elettrodi o triodo. Tale valvola è il transistore.

Il transistore è un organo che può svolgere molte delle funzioni del tubo elettronico, con diversi vantaggi sul medesimo; e può giustamente essere considerato come molto analogo al primo e, in pari tempo, molto differente da esso. Il transistore si basa sulla proprietà essenziale dei semiconduttori, cioè sul fatto che essi sono sostanze particolarmente idonee alla realizzazione di circuiti che presentano, al passaggio della corrente elettrica, una resistenza molto più elevata in una direzione che nella direzione opposta.

Da quanto sopra diviene manifesta la possibilità di comandare il flusso di elettroni, nel senso emettitore-collettore, mediante una tensione variabile sovrapposta alla tensione di polarizzazione. In altri termini, la tensione variabile di comando, modificando l'altezza della barriera di potenziale tra emettitore e collettore controlla la corrente di elettroni attraverso il transistore.

Tenuto conto che il rapporto tra la corrente di elettroni e quella di vuoti può assumere il valore 100, il rapporto tra la corrente raccolta nel collettore e quella nell'emettitore può risultare uguale a 0,99.

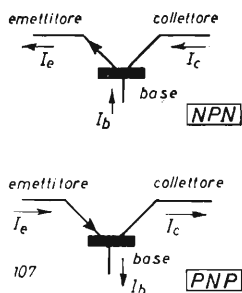



Fig. 107

In base alle opposte polarizzazioni delle due giunzioni P-N, la resistenza dell'emettitore è piccola (dell'ordine delle centinaia di ohm) mentre quella del collettore è grandissima (dell'ordine delle centinaia di migliaia di ohm). Si consegue quindi una amplificazione di tensione molto elevata.

Confronto fra NPN e PNP.

Quanto detto nel precedente paragrafo vale per il transistore PNP ; occorre solo ricordare che in questi la conduzione avviene per mezzo dei « vacuoli », invece che a mezzo degli elettroni.

I simboli grafici della figura aiutano a ricordare il modo di funzionamento (figura 107):

1) nel PNP i vacuoli passano dall'emettitore alla base;
2) nel NPN gli elettroni sono iniettati dall'emettitore alla base.

Nel caso 1) si ha una corrente di tipo convenzionale dall'emettitore alla base e questi giustifica il senso della freccia nel PNP ; nel caso 2 il senso della corrente convenzionale è **uscente** dalla base, donde la freccia in direzione inversa per l'emettitore del NPN .

Da ciò si deduce facilmente che i potenziali di funzionamento dovranno avere polarità invertita rispetto a quelli del caso precedente.

Poiché la mobilità degli elettroni è circa doppia di quella dei vacuoli e questo fatto, sebbene non influisca sul meccanismo fondamentale dei transistori, ha una influenza notevole per ottenere una buona risposta alle frequenze elevate; si può infatti paragonare il tempo necessario per il passaggio delle cariche attraverso il cristallo al tempo di transito degli elettroni in un normale tubo; perciò si vede subito che i transistori tipo NPN sono, in linea di massima, più favorevoli degli altri ad una buona risposta alle frequenze elevate, data la maggiore velocità degli elettroni. Un altro vantaggio del tipo NPN è dovuto al fatto che le tensioni per il suo funzionamento sono del medesimo segno di quelle che occorrono in un tubo elettronico; perciò l'NPN si presta bene in tutte le appli-

cazioni in cui tubi e transistori facciano parte di un medesimo circuito.

E' bene osservare che nello stabilire il duale fra transistori e tubi elettronici si è soliti far corrispondere l'emettitore al catodo, la base alla griglia e il collettore all'anodo.

La giunzione emettitore-base deve essere polarizzata « per condurre » mentre la giunzione collettore-base NON DEVE condurre.

Quindi se nel PNP l'emettitore richiede un potenziale positivo, è ovvio che base e collettore dovranno essere negativi rispetto all'emettitore. Nel transistore NPN l'emettitore è negativo, dunque base e collettore saranno positivi rispetto all'emettitore.

Il potenziale emettitore-base è generalmente inferiore ad un volt, la tensione fra collettore e base è invece più alta, fino anche ai limiti ammessi dalle caratteristiche costruttive.

Condizione d'interdizione e di saturazione.

1) Quando base ed emettitore sono allo stesso potenziale, non si ha corrente di base e la corrente di collettore è all'interdizione, o oltre la interdizione, a seconda delle caratteristiche del transistore.
2) Nella condizione di saturazione, la corrente di base è tale che, un ulteriore aumento di essa, non provoca un proporzionale incremento della corrente di collettore.

Transistore a giunzione coltivata.

Un seme di monocristallo di germanio, opportunamente scelto ed avente conduttività di tipo N, viene estratto lentamente (alla velocità di pochi centimetri all'ora) da una massa fusa di germanio, in guisa che sul seme si rapprenda continuamente una parte della massa fusa, che va ad accrescerlo cristallizzandosi in armonia con esso. Se ad un certo momento, si lascia cadere sulla massa fusa una sferetta di materiale che funga da impurezza di tipo P per il germanio, le regioni che successivamente cristallizzano non sono più di tipo N ma di tipo P. Introducendo nella massa fusa un'altra sferetta, questa volta di tipo N, si cambia nuovamente il tipo di conduttività del cristallo in fase di accrescimento ed in definitiva si ottiene un cristallo che presenta lungo la direzione di accrescimento una successione di regioni N, P, N. Tagliando il cristallo in piccoli parallelepipedi aventi l'asse principale parallelo all'asse di accrescimento si ottengono dei transistori NPN a giunzione coltivata.

Transistori a giunzione legata.

Su una lastrina di germanio di tipo P si dispone una sferetta di metallo che funga da impurezza di tipo N. Riscaldando il tutto, si forma una miscela di germanio e di metallo fusi: avvenuto il raffreddamento, il germanio fuso ricristallizza sulla lastrina ma conserva, in soluzione solida, una quantità di metallo donatore sufficiente a convertirlo in germanio di tipo N, mentre il metallo in eccesso consolida a guisa di bottone alla superficie. Il procedimento viene ripetuto sulla faccia opposta della lastrina di germanio: si ottiene così un transistore a giunzione legata che si presenta schematicamente come a fig. 108.

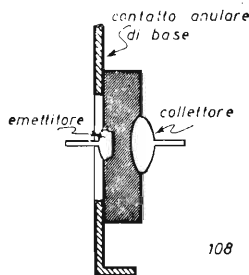



Fig. 108

I tipi a giunzione coltivata hanno minore capacità di collettore e quindi sono più adatti dei tipi a giunzione legata per l'impiego HF. Però nei tipi a giunzione legata si ha una minore resistenza di base.

Transistori a base ed emettitori diffusi (fig. 109).

L'acquisizione di nuove conoscenze sulle proprietà di diffusione degli elementi chimici del III e V gruppo della classificazione periodica nel silicio ha aperto la via all'attuazione di un nuovo tipo di transistore al silicio che, per l'esiguità di spessore del suo strato di base, è in grado di funzionare con elevati valori di α fino a frequenze superiori a 100 MHz.

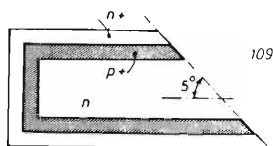



Fig. 109

La fabbricazione dell'unità è basata sul fatto che nel silicio il coefficiente di diffusione di un accettore del terzo gruppo è da 10 a 100 volte superiore a quella dell'elemento donatore del quinto gruppo che è situato nello stesso periodo. A regime, la concentrazione superficiale delle impurezze donatrici risulta pertanto da 10 a 100 volte superiore a quella delle impurezze accettrici. Ne segue che praticando la diffusione simultanea di opportune impurezze donatrici ed accettrici nel silicio di tipo N si può ottenere una struttura NPN nella quale il primo strato N si forma perché la concentrazione superficiale del donatore è superiore a quella dell'accettore; lo strato P si produce perchè l'accettore si diffonde più rapidamente del donatore e quindi lo sorpassa; infine la seconda regione N è dovuta alla contaminazione originaria di tipo N del campione di silicio. Una differenza essenziale fra il nuovo transistore ed i tipi a giunzione coltivata o legata consiste nel fatto che nel primo la distribuzione delle impurezze non è uniforme e le giunzioni dell'emettitore e di collettore non sono nette bensì sfumate. La disuniformità di distribuzione delle impurezze produce campi elettrici che possono influenzare elettroni e lacune e che, agendo sul tempo di transito dei portatori di cariche di minoranza attraverso la base, possono esercitare una influenza sulla risposta di frequenza del dispositivo.

La frequenza di taglio di questi transistori è praticamente dieci volte superiore a quella dei tipi a giunzione, raggiungendo valori dell'ordine di 300÷500 MHz.

Transistori Mesa e Planar.

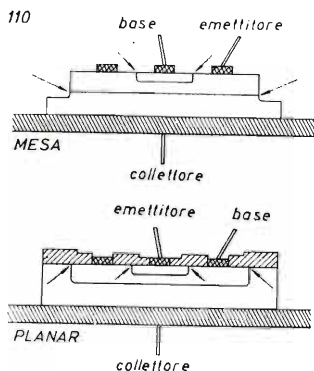
I dispositivi a semiconduttore ottenuti per diffusione presentano, come è noto, notevoli vantaggi rispetto ai dispositivi classici ottenuti per giunzione di lega. Il processo di diffusione consente infatti un controllo molto spinto della penetrazione e della distribuzione degli elementi droganti all'interno di un materiale semiconduttore.

Ciò permette, in pratica, di ottenere transistori con caratteristiche assai prossime a quelle teoriche di progetto; per es. le frequenze di taglio possono raggiungere valori elevatissimi e le correnti di fuga si possono ridurre a frazioni di millesimo di microampère.

Il problema principale che si presentò nell'applicare il processo di diffusione per la realizzazione di un transistore, fu il controllo e la delimitazione dell'area sulla quale eseguire la diffusione. Una prima soluzione pratica a questo problema si ottenne con la « tecnologia mesa ».

Questa consiste nel diffondere ad alta temperatura determinate quantità di elementi droganti sotto la superficie di una piastrina di semiconduttore ed eliminando poi, mediante opportuni attacchi chimici, la parte indesiderata di metallo diffuso, avendo cura di proteggere opportunamente la parte diffusa utile.

Un notevole progresso ha segnato la « tecnologia planar », applicata con successo alla fabbricazione di transistori e diodi al silicio. Essa si basa sulla possibilità di impedire, nelle zone desiderate, la diffusione degli elementi droganti nel silicio mediante la presenza di un sottile strato di ossido di silicio, depositato sulla superficie del semiconduttore. La tecnologia planar presenta, rispetto alla precedente, indiscutibili vantaggi che si tradu-

cono in pratica in una maggiore uniformità delle caratteristiche del transistore ed in un grado di affidamento di gran lunga superiore.

Grazie a ciò si raggiunge una elevatissima stabilità di quei parametri che sono più sensibili alle contaminazioni superficiali delle giunzioni: correnti di fuga del transistore, tensioni di rottura, fattore di rumore, guadagno di corrente a bassi livelli di corrente di collettore.

Un altro notevole vantaggio della tecnologia planar è la possibilità di realizzare diversi elementi attivi con caratteristiche identiche e di montarli in uno stesso contenitore per transistori, eseguendo fra questi elementi i collegamenti circuitali desiderati: circuiti integrati.

Fig. 110

Confronto fra le geometrie dei transistori Mesa e Planar.

La fig. 110 mostra, in sezione, le diverse geometrie di un transistore mesa e di un planar.

E' evidente come nel primo le giunzioni emettitore-base e collettore-base (indicate con le frecce) risultano scoperte in superficie, mentre nel transistore planar esse risultano completamente ricoperte, e quindi protette, da uno strato vetroso di ossido di silicio assolutamente impermeabile all'azione di agenti esterni di qualsiasi natura, che potrebbero seriamente disturbare le giunzioni. Si noti che questa protezione si mantiene perfettamente efficiente anche a temperature elevate, dell'ordine di 300°C e più.

Il processo planar consente, infatti, di proteggere totalmente la superficie del transistore mediante lo strato di ossido, ancor prima di realizzare le giunzioni, per diffusione. Ciò garantisce che queste non vengano mai a contatto, durante il procedimento di lavorazione, con agenti esterni che potrebbero disturbarle, ma nascano interamente sotto lo strato protettivo di ossido.

Il transistore a effetto di campo (FET).

L'idea dei transistori a effetto di campo è precedente all'invenzione dei transistori a contatto e a giunzione, ma a differenza

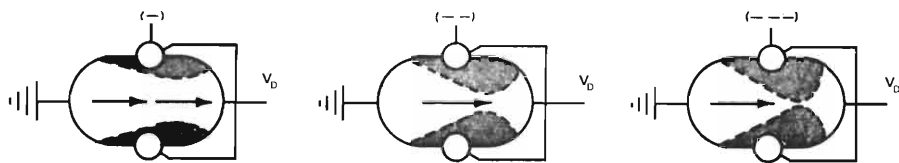



Fig. 111

Viene rappresentato un FET a giunzione — Canale N — a svuotamento. Il Source (sorgente) è a massa. La corrente che scorre verso il Drain (derivatore), è funzione del potenziale del Gate (porta). Per V_D costante, al crescere del potenziale negativo della porta, si ha un restringimento del canale, fino all'interdizione del flusso elettronico verso il Derivatore.

di questi, è rimasta per molti anni senza applicazione. Poi, in poco tempo, sono stati creati vari tipi di FET con prestazioni ottime rispetto ai transistori normali.

Una fondamentale differenza fra i transistori convenzionali ed i FET sta nel movimento delle cariche. Mentre nei primi sono in movimento una maggioranza di « portatori » di un tipo, ed una minoranza di cariche di nome diverso, nel FET il portatore è uno solo: elettroni nel canale N ovvero cariche positive nel canale P.

In entrambi i casi, il « corridoio » in cui si muovono le cariche, nel tragitto: sorgente-derivatore, è fatto di materiale di un solo tipo.

La larghezza del canale in cui si muovono le cariche dello stesso nome, varia a secondo del potenziale applicato alla porta.

Di norma, il potenziale della « porta » è tale da opporsi, o meglio limitare, il flusso lungo il canale.

Quindi nel « canale N » il potenziale della porta, negativo, limita il movimento degli elettroni; nel « canale P » il potenziale positivo, limita il flusso dei vacuoli.

In figura 111 è illustrato l'effetto dell'aumento del potenziale negativo in un FET — canale N — a svuotamento.

La famiglia dei FET.

I molti tipi di FET si possono classificare in FET a giunzione e FET a porta isolata detti anche MOSFET o IGFET: Insulated Gate Field Effect Transistor.

Inoltre possono essere a «svuotamento» o a « incremento », e infine possono essere a canale P oppure a canale N . Queste tre coppie di caratteristiche danno luogo a otto classi di FET. Per fissare le idee considereremo solo le due classi più usate.

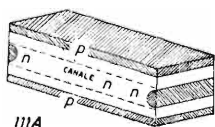



Fig. 111 A

I - FET a giunzione a canale N a svuotamento.

Molti FET di questa classe sono usati in alta frequenza, sino a 500 MHz, presentano rumore relativamente basso e hanno sui transistori il vantaggio di minore modulazione incrociata. Sono costituiti (fig. 111 A) da materiale semiconduttore di tipo N con due contatti ohmici alle estremità opposte (sorgente = source, derivatore = drain).

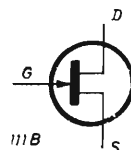



Fig. 111 B

L'elettrodo di comando (porta = gate) è costituito da uno strato di materiale P che avvolge o contorna il materiale N (canale = channel) Viene normalmente

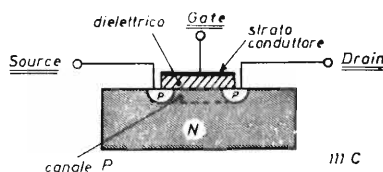



Fig. 111 C

applicata una tensione negativa alla porta, cosicché la giunzione P-N risulta interdetta e assorbe una corrente trascurabile. Tra lo strato P e lo strato N si forma una zona di svuotamento (depletion) che, per tensione di porta sufficientemente negativa, blocca il canale interdicendo la corrente di derivatore. Questo tipo di FET funziona perciò in modo del tutto uguale ad un tubo elettronico. La caratteristica di derivatore è simile alla caratteristica anodica di un pentodo, ma con tensioni di lavoro tra 6 e 24 volt.

II - MOS FET a canale P a incremento.

Sono più delicati dei precedenti e non funzionano a frequenze molto elevate, ma

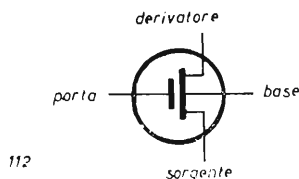



Fig. 112

hanno il vantaggio di una enorme resistenza di ingresso, milioni di megaohm, il che li rende utili in molti strumenti di misura, in sostituzione dei tubi. Costruttivamente (fig. 111 C) differiscono dai FET a giunzione perché la porta è di metallo (e non semiconduttore) ed è isolata da un sottile strato di ossido di silicio dal « substrato ».

Quest'ultimo è di tipo N e porta alle estremità due zone di tipo P, che formano due giunzioni PN e NP. Poiché una delle giunzioni è sempre interdetta, non potrebbe scorrere corrente tra le due zone P. Se però si applica alla porta isolata una tensione negativa, gli elettroni si allontanano dalla superfice, lasciando un canale P, che mette in contatto le due zone P terminali.

In fig. 111 B si vede uno dei simboli usati per i FET; il MOS è in fig. 112.

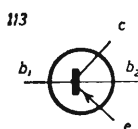



Fig. 113

Tetrodi a semiconduttore.

Il tetrodo a giunzione (fig. 113) differisce dal normale transistore PNP o NPN per il fatto che nella zona intermedia sono collegati non uno, ma due elettrodi di base, i quali sono applicati a facce opposte della zona di base (fig. 114). Un'opportuna batteria di polarizzazione mantiene ad un certo potenziale (per es. —V rispetto alla base b_1) il potenziale dell'elettrodo ausiliario b_2. Le polarizzazioni d'emettitore e di collettore sono invece quelle dei triodi a giunzione di tipo convenzionale.

Un tipo più recente di tetrodo a semiconduttore è il MOSFET a doppia porta 3N140. Si tratta in pratica di due MOSFET a canale N e a svuotamento collegati in « cascode ».

Può amplificare segnali RF sino a 500 MHz senza neutralizzazione (capacità di reazione minore o uguale a 0,02 pF) e può servire come miscelatore, in modo analogo ai tubi multigriglia.

Equivalenza fra tubo e FET N Channel.

La polarizzazione negativa della porta, fig. 111, pilota il flusso degli elettroni nel FET N Channel. La corrente di « porta » in queste condizioni, è piccolissima, può

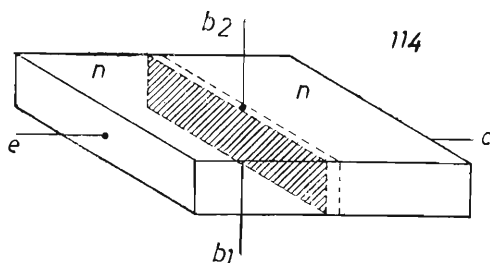



Fig. 114

essere circa 1/10 della corrente di griglia di un triodo, ossia 0,1 μA; contro 1 μA della I_g del tubo (con polarizzazione negativa). In queste condizioni, l'impedenza di ingresso è altissima, ed il FET, come il tubo in classe A, « carica » lo stadio precedente in maniera trascurabile.

La similitudine tra questo FET ed il tubo è evidente:

— il Drain ha polarità positiva, come l'anodo del tubo;
— il Source è a massa, come il catodo;
— il Gate ha polarità negativa come, di norma, la griglia.

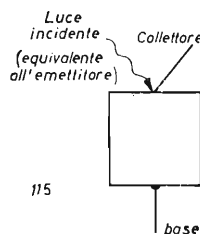



Fig. 115

I fototransistori.

Costituiscono una classe di semiconduttori sensibili alla luce.

Il prototipo è il **foto-transistore a punte di contatto.** La differenza sostanziale fra i transistori normali ed i foto-transistori, dal punto di vista fisico, risiede nel fatto che nei primi il funzionamento del dispositivo è legato all'iniezione di cariche minoritarie nel semiconduttore, mentre nei secondi esso è legato alla liberazione di portatori di cariche, provocato dall'energia luminosa. La versione originaria del foto-transistore a punte di contatto presenta una pasticca lenticolare di cristallo di germanio, assottigliata nella zona centrale, su cui poggia un elettrodo collettore. Il cristallo è racchiuso in opportuna capsula che lascia scoperta, per l'esposizione alla luce, solamente una ristretta zona centrale del cristallo. I fotoni incidenti, equivalgono all'emettitore (fig. 115).

Eccezionali prestazioni dei tetrodi FET (fig. 116).

Uno di essi, il TIXS 35 della Texas Instruments, unisce l'elevato guadagno all'alto limite di frequenza. Infatti mentre la conduttanza mutua gate-source arriva ad 8000 micromho, il limite di frequenza si trova nelle UHF.

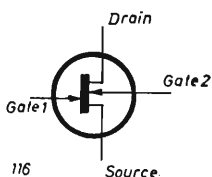



Fig. 116

L'impiego più comune è come amplificatore RF e mescolatore/oscillatore autodina. In quest'ultimo impiego, ossia come convertitore UHF con uscita su FI a 10,7 MHz, dà un guadagno di 7 dB in potenza, per bande passanti larghe fino a 400 kHz.

Le tre connessioni di un transistore.

Il transistore rappresenta un quadripolo attivo. Tale quadripolo, lo dice la parola, ha due morsetti di entrata e due di uscita.

Per ottenere lo scopo, è necessario che un elettrodo sia **comune** all'entrata ed all'uscita.

Base a massa (fig. 117 A)

Impedenza d'ingresso bassa, impedenza d'uscita alta, guadagno relativamente basso.

Emettitore a massa ,fig. 117 B)

Impedenza d'ingresso media o bassa, impedenza d'uscita medio-alta, massimo guadagno di potenza.

Collettore a massa (fig. 117 C)

Impedenza d'ingresso alta, impedenza d'uscita bassa, guadagno di corrente buono, guadagno di potenza minimo.

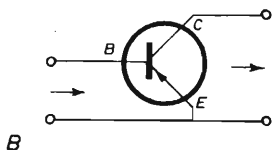
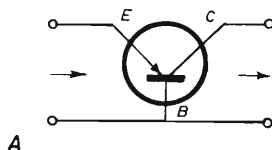
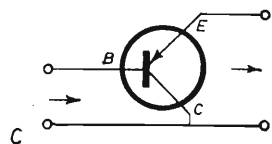



Fig. 117

Impiego dei FET come amplificatori.

I transistori ad effetto di campo (FET) offrono ampie possibilità di impiego come amplificatori BF ed RF, sia di tensione, che di potenza in classe A, B, AB.

Al pari dei transistori normali, essi hanno tre possibilità di connessione:

Sorgente a massa

Schema in figura 118: impedenza d'ingresso alta, guadagno elevato.

Derivatore a massa

Schema capovolto e polarità rovesciata

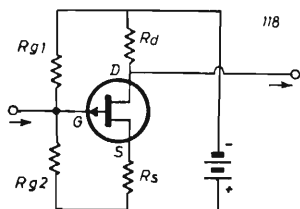



Fig. 118

rispetto al precedente: impedenza d'ingresso alta, impedenza d'uscita bassa, guadagno 0,96÷0,98.

Porta a massa

Dati per un 2 N 2497: impedenza d'ingresso bassa (ad es. 1300 ohm), impedenza d'uscita alta (ad es. 50.000 ohm), guadagno discreto: 38.

Confronto fra tubi e transistori.

— La base è il duale della griglia.
— L'emettitore è il duale del catodo.
— Il collettore è il duale dell'anodo.

Pertanto:

— L'amplificatore con emettitore a massa è il duale dell'amplificatore a tubo montato in maniera convenzionale.
— Il base a massa corrisponde all'amplificatore ad ingresso catodico.
— Lo stadio con collettore a massa è il duale del trasduttore catodico. Poiché il segnale è prelevato dal catodo, mentre l'anodo, dal punto di vista del segnale, è a massa, gli anglosassoni chiamano questo circuito « cathode follower »; donde il duale, « emitter follower ».

Relazioni di fase fra ingresso ed uscita.

— Nell'amplificatore con emettitore a massa (il più comune) il segnale in uscita è sfasato di 180° rispetto all'ingresso.
— Nel « base a massa » e nel « collettore a massa » segnali d'ingresso e di uscita in fase.

Potenza dissipabile.

E' la potenza che può esser convertita in calore, senza danno, nella giunzione collettore-base.

L'impiego di un dissipatore alettato permette di accrescere la potenza dissipabile.

L'eccesso di calore è estremamente dannoso, specie per i semiconduttori al germanio.

Vantaggi e svantaggi dei transistori rispetto a tubi.

A parità di potenza, le dimensioni del transistore sono molto piccole anche se raffrontate ai tubi di minime dimensioni.

Dal punto di vista dell'alimentazione, non hanno filamento, non hanno « ritardo d'accensione » lavorano con tensioni molto basse. Sotto questo profilo, il rendimento globale di un sistema transistorizzato è alto, perché a parità di resa, l'energia assorbita è molto minore di quella consumata dai tubi. Gran parte del consumo di questi ultimi, si deve infatti al filamento.

Potenza da dissipare: il maggior rendimento globale genera una quantità di calore relativamente bassa e quindi la compattezza dei sistemi transistorizzati è elevata, rispetto a quelli a tubi. D'altra parte, la potenza dissipabile di ciascun transistore è relativamente piccola, in certi casi occorrono dissipatori alettati. Con l'ausilio di questi ultimi, oggi si possono avere stadi di potenza di 100 W, a prezzi ragionevoli.

I transistori sono sensibili al calore, quelli al germanio non sopportano più di 50° C ambiente.

Neutralizzazione: l'accoppiamento fra ingresso e uscita rende necessaria in molti casi, la neutralizzazione e quindi complicazioni costruttive. Il transistore normale, « carica » il generatore, ossia consuma energia fornita dallo stadio precedente.

I due predetti inconvenienti, sono però, in gran parte superati dai FET.

Nei ricevitori, il transistore normale abbassa la selettività, nei primi stadi è soggetto a sovraccarico e quindi modulazione incrociata. I tubi allo stato attuale del-

la tecnica, sono i migliori amplificatori di ingresso e mescolatori.

La vita dei transistori è lunghissima, i tubi in confronto, hanno vita breve.

Però i transistori, come i diodi a semiconduttore, vengono facilmente distrutti da sovratensioni transitorie od eccesso di potenza dissipata. Per ambo questi motivi, la messa a punto di stadi di potenza RF a transistori è piuttosto critica e gli OM, per il finale o finale e pilota, preferiscono i tubi, che peraltro hanno potenze dissipabili maggiori, a minor costo.

Il transistore come quadripolo attivo.

Nel transistore si ha un guadagno di tensione in virtù della notevole differenza di resistenza che si realizza tra emettitore-base e collettore-base, cioè tra l'ingresso e l'uscita, che in media si aggirano rispettivamente intorno a 500 ohm e 500.000 ohm. Ad esempio, se il guadagno di corrente è 0,95, si avrà:

$$Gv = 0{,}95 \frac{500.000}{500} = 950$$

cioè un guadagno di tensione (Gv) uguale a 950.

Anche se si ha una perdita nel guadagno di corrente, questa è abbondantemente compensata dal guadagno di tensione risultandone in definitiva, un guadagno di potenza apprezzabile. Il guadagno di tensione, e quindi di potenza, dipende naturalmente, dalle caratteristiche del generatore e della resistenza di carico.

Il coefficiente « alfa ».

Esso rappresenta il rapporto di trasferimento della corrente, in senso ammesso nel transistore con « base a massa », quando all'ingresso è presente un debole segnale.

Il coefficiente alfa viene misurato coi poli d'uscita in corto circuito, quindi nel calcolo del guadagno mediante detto coefficiente, oltre ai diversi parametri, si deve tenere conto della resistenza di carico del collettore.

La « alfa cut off frequency ».

E' la frequenza in cui il transistore montato con base a massa, presenta un guadagno di corrente dello 0,707 rispetto al guadagno ad 1 kHz.

Dalla « alfa cut off frequency » si deduce la più alta frequenza a cui il transistore è ancora utilmente impiegabile.

Il parametro « h ».

Il coefficiente « alfa » legato al « base a massa », non è il mezzo più conveniente per definire l'adempienza del transistore in tutte le condizioni.

Il parametro « h » invece, definisce la adempienza d'un transistore nei diversi modi d'impiego e le interrelazioni nelle tre diverse connessioni possibili.

Si tratta di un parametro ibrido (h=hybrid) che comprende l'ammettenza, l'impedenza ed un numero puro senza dimensione.

Il parametro h è diverso nelle tre connessioni circuitali, pertanto nelle caratteristiche vengono riportate tutte le possibili combinazioni.

Le sigle che s'incontrano sono le seguenti:

Descrizione	Base a massa	Emettitore a massa	Collettore a massa
Impedenza d'ingresso quando l'uscita è in corto circuito per il segnale in c.a.	hib	hie	hic
Ammettenza d'uscita con i morsetti di ingresso aperti	hab	hae	hac
Guadagno di corrente quando l'uscita è in cortocircuito per il segnale in c.a.	hfb	hfe	hfc

Definizione della cut off frequency.

Tale frequenza viene simboleggiata con f_T e sta ad indicare la frequenza alla quale il guadagno di corrente di un transistore montato nel circuito « emettitore a massa » scende al valore UNO.

Di norma, nelle HF, si scelgono transistori amplificatori di tensione o di potenza, aventi un $f_T = 10$ volte la frequenza da amplificare.

Per i transistori recenti la f_T sostituisce la alfa cut off frequency, in quanto più realistica, perché riferita alle normali condizioni di lavoro (emettitore a massa).

Classi di lavoro degli amplificatori.

Come negli amplificatori a tubi, anche per i transistori, la Classe dipende dalla polarizzazione.

Amplificatore di classe A

Il potenziale di base viene scelto in modo che il punto di riposo cada al centro del tratto lineare della caratteristica corrente base in funzione della corrente di collettore.

In un classe A ben progettato ed impiegato, la corrente di collettore rimane costante alle variazioni di livello del segnale ingresso.

Amplificatore di classe B

Il potenziale di base è tale che in assenza di segnale ingresso, scorre una corrente di collettore molto piccola.

Amplificatore di classe C

Il potenziale di base, maggiore di quello necessario per l'interdizione della corrente di collettore.

Il FET modulatore (fig. 119).

Il FET promette un eccellente impiego come modulatore.

Lo schema di principio è quello illustrato; oltre a proprietà di commutazione, se opportunamente impiegato, si presta pure alla modulazione.

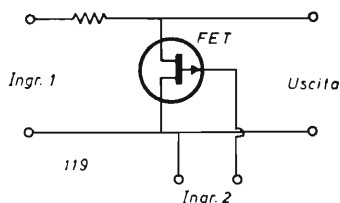



Fig. 119

Nello schema, applicando una corrente continua all'ingresso 1 ed una alternata sinusoidale all'ingresso 2, si ottiene in uscita una onda quadra.

Transistori in B.F., amplificatori di tensione in classe A.

Lo schema più comune è quello con emettitore a massa (fig. 120).

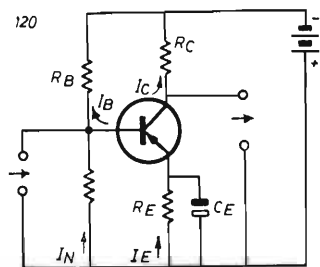



Fig. 120

Il punto di lavoro è stabilizzato mediante reazione negativa di tensione (fig. 121). In questo circuito la tendenza ad aumentare della corrente di collettore (I_c) e di quella di emettitore (I_e) sono frenate dalla caduta di potenziale ai capi di RE. In tal maniera RE compensa entro certi limiti, le escursioni del punto di lavoro. Effetto di compensazione analogo è dato da RN. Il condensatore CE costituisce un corto circuito per RE rispetto al segnale a cor-

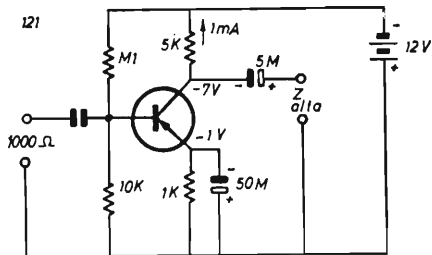



Fig. 121

rente alternata; la sua presenza permette il massimo guadagno, senza alterare la stabilizzazione del punto di lavoro dato dalla polarizzazione in corrente continua.

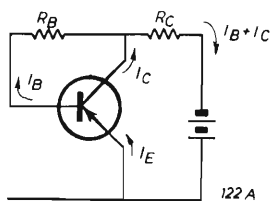



Fig. 122 A

Stabilizzazione del punto di lavoro con reazione negativa di tensione e di corrente (fig. 122-123).

Poiché la reazione negativa degrada al crescere di RC, mentre la reazione di corrente aumenta al crescere di RC, spesso si tende a combinare i due effetti. Così la stabilizzazione del punto di lavoro diviene eccellente per qualsiasi valore di RC.

Col metodo misto si ha un efficace controllo del punto di lavoro e la simultanea azione regolante sulla stabilità globale.

Scelta del metodo di stabilizzazione del punto di lavoro.

In figura 123 sono rappresentati quattro schemi tipici.

Gli schemi A e B danno risultati poco buoni perchè più sensibili alla temperatura.

Lo schema C è buono sopratutto per l'effetto della RE in serie all'emettitore: essa produce infatti, una retroazione negativa per la c.c. che si oppone alle variazioni della I_e. Un alto valore di RE dà i migliori risultati ma causa una caduta di potenziale che deve essere compensata

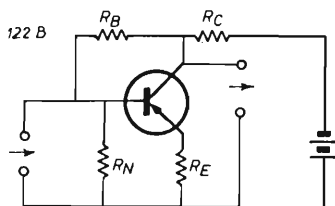



Fig. 122 B

con una tensione d'alimentazione più alta.

Il potenziale di base viene mantenuto abbastanza costante dal partitore e anche questo è un particolare favorevole. Il migliore effetto si ottiene con bassi resistori, che però consumano più energia, quindi, come nel caso di RE si deve ricorrere a compromessi.

Nello schema D, i valori delle tre resistenze che alimentano collettore e base, vanno calcolati in funzione della I_e.

Questo schema è il migliore perché I_b ed I_e scorrendo in RC sono interdipendenti.

R_s e C sono un filtro adatto per la frequenza del segnale.

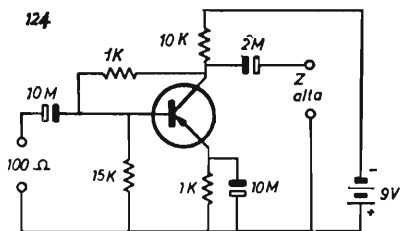



Fig. 124

I principi di fig. 123 D sono applicati nel preamplificatore microfonico di fig. 124.

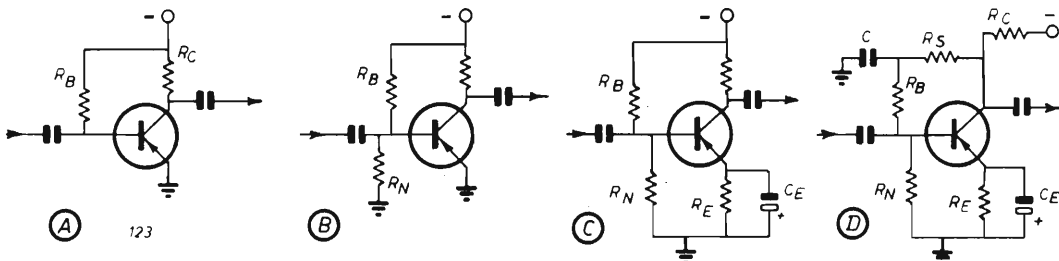



Fig. 123

Amplificatori classe A, stadi finali (fig. 125).

Negli stadi di uscita funzionanti in classe A la polarizzazione di collettore è ottenuta ricorrendo alla famiglia di curve caratteristiche.

Il punto di funzionamento è scelto in modo che un segnale sinusoidale in uscita possa lavorare simmetricamente nei confronti dei suoi semicicli positivo e negativo.

Per potenze di uscita di 10 mW e oltre, la resistenza di carico è piccola in confronto alla impedenza di uscita del transistore ed il guadagno di corrente di questo è essenzialmente il guadagno di corrente in corto circuito, h_{fe}.

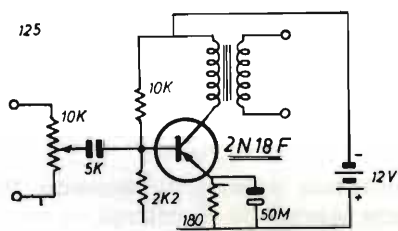



Fig. 125

Calcoli analoghi sono validi per l'amplificatore in classe A, pilota di un classe B però in questo caso, la resistenza di carico della stadio pilota classe A è determinata dalla potenza che deve essere fornita all'ingresso dello stadio finale.

Questa potenza di ingresso P_e è conosciuta attraverso i grafici che forniscono i guadagni di potenza dello stadio finale.

Poiché la potenza d'uscita dello stadio pilota è dell'ordine di pochi mW la resistenza di carico non è più trascurabile rispetto alla resistenza di uscita del transistore.

Amplificatori BF in classe B.

Nel progetto di amplificatori di potenza a transistori si preferisce normalmente ricorrere ad un controfase in classe B per le ragioni seguenti:

— alta efficienza conseguibile, dell'ordine del 75%, quindi molto prossima a quella massima teorica (78%),

— potenza di alimentazione proporzionale alla resa acustica, ed in particolare modesta in assenza di segnale.

Entrambi i motivi rappresentano un fattore predominante nel progetto di apparecchi portatili funzionanti con batterie.

In generale nel classe B è più difficile raggiungere il grado di bassa distorsione ottenibile con il classe A; tuttavia ci sono un gran numero di applicazioni in cui distorsioni dell'ordine del 5% sono completamente tollerabili, e queste possono essere agevolmente ottenute con un classe B di appropriata progettazione. Amplificatori con distorsioni più basse possono essere realizzati ricorrendo alla controreazione, analogamente a quanto viene fatto con i tubi a vuoto.

Nella maggioranza dei casi, il dato iniziale di progetto di uno stadio in classe B è rappresentato dalla massima potenza di uscita che si vuole ottenere.

Nello schema di figura 126 è raffigurato un classe B con relativo pilota in classe A

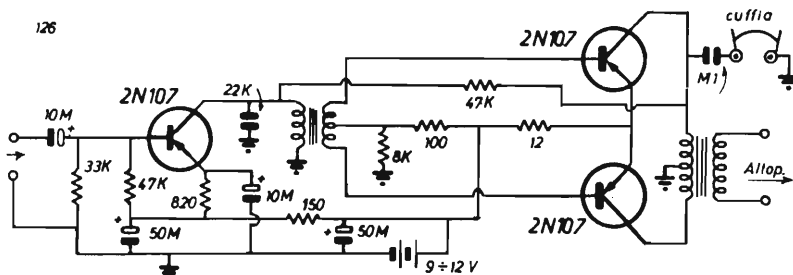



Fig. 126

impiegato in un ricevitore professionale a 14 stadi, completamente a transistori. La potenza resa, circa 1 W, permette una buona audizione in altoparlante.

Considerazioni sugli amplificatori di potenza B.F.

Lo schema più usato è quello « emettitore a massa », che presenta il maggior guadagno di potenza.

La connessione « base a massa » presenta come vantaggio una resa molto lineare e quindi bassissima distorsione, ma ha però il grosso svantaggio di richiedere un forte pilotaggio di corrente.

Lo schema « collettore a massa » ha bassa distorsione grazie all'intrinseco effetto di retroazione per il segnale B.F., ma come contropartita richiede un pilotaggio con tensione alta.

Amplificatori di tensione R.F. a transistori.

In pochi anni si è avuto un notevolissimo incremento nelle caratteristiche dei transistori per applicazioni R.F.: oggi si hanno transistori eccellenti anche nel campo delle microonde.

I parametri determinanti sono:

1) guadagno di corrente alla « cut off frequency » (frequenza di taglio);

2) resistenza estrinseca di base (R_{bb});

3) capacità della « collector - barrier » (C_{bc}).

Da questi tre parametri dipende la « massima frequenza di impiego ». Si ottengono i migliori risultati quando:

1) è massima alla più alta frequenza;

2) e 3) sono minimi.

I tipi di transistori in continua evoluzione per ciò che riguarda la loro applicazione in R.F. sono quelli:

— a giunzione legata;
— a giunzione coltivata;
— a base diffusa (mesa e planar);
— epitassiali;
— ad effetto di campo (FET).

Amplificatori F.I. a transistori.

Due stadi danno un guadagno simile all'equivalente a tubi (fig. 127), la selettività è più scadente se non si hanno particolari accorgimenti. Infatti il transistore « carica » parecchio il circuito, abbassa il Q ed appiattisce la curva di risonanza. Per ridurre tale effetto, si impiega un accoppiamento molto lasco in ingresso, mediante link e si collega l'uscita ad una presa del primario del trasformatore successivo.

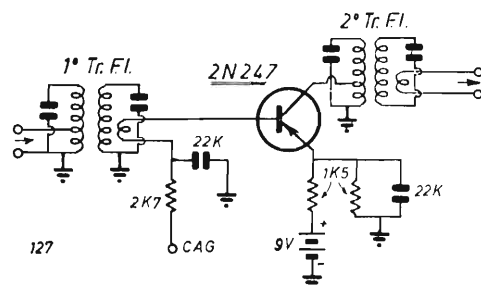



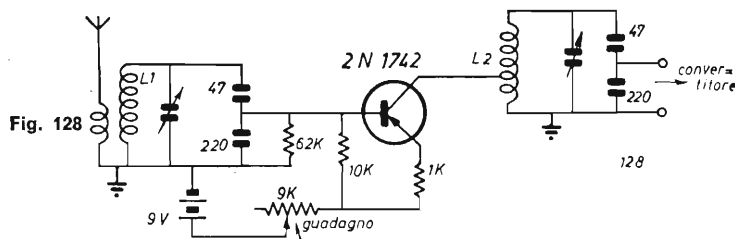
Fig. 127

Amplificatori R.F. a transistori (fig. 128).

Quanto detto per l'uso dei transistori in F.I. vale per l'amplificazione a R.F. Gli inconvenienti più comuni sono:

— rettificazione dei segnali forti e quindi ricezioni spurie per «cross modulation» (modulazione incrociata).
— insufficiente reiezione delle «immagini».

Anche questi inconvenienti sono da at-

Fig. 128

tribuire specialmente alla scadente selettività ed i rimedi sono:
- minimizzare l'effetto di « carico » dei transistori, mediante accoppiamento lasco;
- realizzazione circuiti LC con grande capacità;
- realizzare il più alto Q possibile per L_1 ed L_2.

Per ridurre la modulazione incrociata si può usare FET negli stadi R.F. e nel convertitore.

Amplificatori R.F. di potenza.

Transistori con potenze dissipabili fino a 70 W e limiti di frequenza oltre i 200 MHz, permettono di realizzare ottimi P.A. in classe B e C, con rese di 50 e più watt anche sui 144 MHz.

Le elevate capacità d'ingresso e di uscita richiedono particolari circuiti accordati (fig. 129).

il 2 N 3950 in classe C, alla massima potenza.

Le bobine d'arresto per gamme da 7 a 30 MHz hanno le seguenti caratteristiche:

$J_1 = 4\,\mu H$; $Q = 0,8$
$J_2 = 1\,\mu H$
$J_3 = 16\,\mu H$
$J_4 = 4\,\mu H$; $Q = 4$
$J_5 = 2\,\mu H$; $Q = 1$

I componenti dei circuiti d'accordo sono indicati col valore delle rispettive reattanze, in modo che lo sperimentatore può ricavare le induttanze e capacità reali, per la gamma interessata.

Per ottenere L in microhenry:

$$L = \frac{X_L}{2\pi f}$$ in cui f è espresso in MHz.

Per ottenere C in picofarad:

$$C = \frac{10^6}{2\pi f X_c}$$ in cui f = MHz

Fig. 129

Il Motorola 2 N 3950 ha, ad esempio, 70 Wd. e assorbe fino a 2,6 A a 28 V.

La capacità ingresso è 900 pF a 30 MHz.

La capacità d'uscita è 200 pF a 30 MHz.

La resistenza ingresso è 50 ohm, quella d'uscita 8 ohm.

Il transistore è del tipo NPN al silicio, con emettitore multiplo collegato a massa, attraverso il bullone di fissaggio della custodia al dissipatore.

Le grandi capacità d'uscita ed ingresso connesse alle basse resistenze ed alle forti correnti, fanno sorgere dei problemi per le bobine d'arresto J, e per i condensatori variabili.

In fig. 129 il pilota assorbe 270 mA ed eroga una potenza sufficiente per eccitare

In fig. 129 le reattanze sono:

X_{C1} = reattanza capacitiva accordo pilota = 14 Ω

X_{L1} = reattanza induttiva d'accoppiamento = 18 Ω

X_{L2} = reattanza induttiva accordo P.A. = 120 Ω

X_{C2} = reattanza capacitiva accordo P.A. = 85 Ω

X_{C3} = reattanza capacitiva di carico del P.A. = 140 Ω

Il Q dei circuiti risonanti caricati è 10.

Il diodo tunnel (fig. 130).

E' detto anche diodo di Esaki e presenta la particolarità di avere una « resistenza negativa » entro una porzione della caratteristica tensione/corrente (fig. 131).

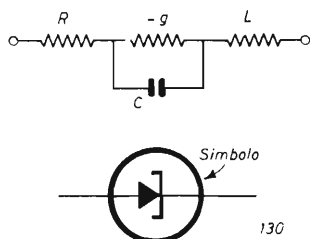



Fig. 130

Fig. 131

La caratteristica di resistenza negativa che si manifesta nel tratto 1-2 della curva, indica che in essa la corrente I cresce al diminuire del potenziale V.

Questo anormale comportamento, secondo Esaki, si deve al « quantum mechanical tunneling » dei materiali N e P fortemente « drogati », che si usano per questo diodo.

Principali applicazioni del diodo tunnel.

La resistenza negativa tra i punti 1 - 2 della caratteristica è utilizzata per ottenere oscillazioni sinusoidali e periodiche di varia forma.

Oscillatore sinusoidale a diodo tunnel.

La frequenza delle oscillazioni dipende dai valori di L e C (fig. 132), comunque, usando rapporti L/C adeguati e Q sufficientemente alti, non è difficile ottenere oscillazioni da 100 kHz a 250 MHz. Per ottenere forme d'onda indistorte, la tensione di alimentazione è scelta in modo che il punto di lavoro giaccia in corrispondenza ad un valore di corrente medio, nel tratto di caratteristica 1 - 2.

Le tensioni per questo scopo stanno fra

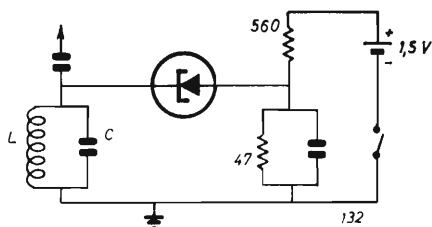
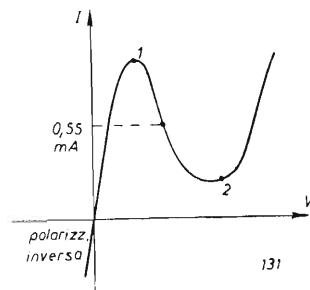



Fig. 132

0,1 e 0,2 V, mentre la corrente va da 1 a 0,1 mA, assumendo il valore di riposo di 0,55 mA. Per la frequenza di 100 kHz, L = 100 μH.

Oscillatore a rilassamento con il diodo tunnel.

Nella figura 133 è illustrato un particolare schema, quello del multivibratore monostabile.

Come il nome indica, il circuito ha solo una condizione stabile: la commutazione

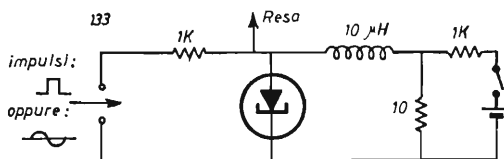



Fig. 133

non avviene automaticamente, ma a « comando esterno ».

Il diodo è in stato di « non conduzione » fino a che non arriva un impulso di polarità positiva, di ampiezza sufficiente ad elevare la corrente del diodo al valore di picco.

Su principi analoghi si basa il circuito bistabile a due diodi tunnel, il quale è in grado di contare per 2 e per 4.

Transistori uni-junction.

Trattasi di un dispositivo piuttosto semplice costituito da una giunzione **p-n** e da due contatti ohmici fungenti da basi e situati su una sferetta di materiale semiconduttore (silicio). Se si applica una op-

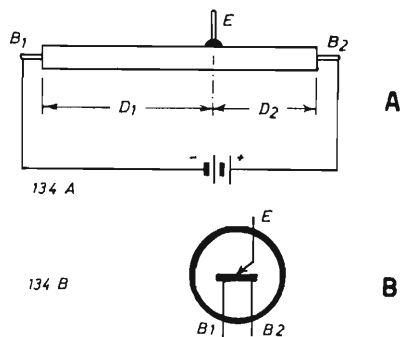



Fig. 134 A Fig. 134 B

portuna tensione di polarizzazione fra le due basi, la caratteristica tensione/corrente della giunzione **p-n** rispetto ad un contatto di base, presenta un'ampia e stabile regione a resistenza negativa, la quale può essere utilizzata in vari modi (oscillatori ecc.).

In figura 134 A vedesi la barretta di tipo N con i contatti ohmici delle basi B_1 e B_2 ed una zona P (E) legata alla barretta N. B_1 viene resa negativa rispetto a B_2.

La caratteristica di resistenza negativa è data dal fatto che la corrente di emettitore può crescere anche se il potenziale di E diminuisce.

Il transistore a giunzione unica presenta caratteristiche di commutatore fra due dei suoi tre terminali e può funzionare come elemento bistabile o monostabile, come oscillatore e come mescolatore.

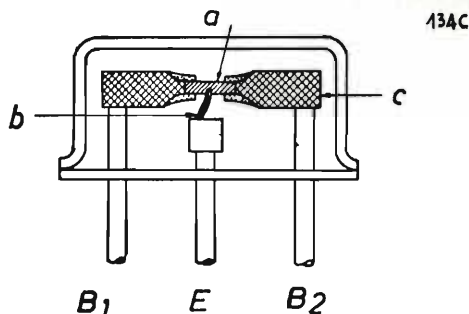



Fig. 134 C

Con l'unijunction si possono realizzare oscillatori a rilassamento, che generano segnali non sinusoidali. Quando si applica il potenziale a corrente continua, il condensatore C (fig. 135) si carica attraverso R. Quando il potenziale di C supera la tensione critica dell'emettitore, si ha la conduzione. In questo secondo momento C si scarica. Infine ricomincia il ciclo di carica di C. Come è evidente: carica lenta, scarica rapida; le oscillazioni ricorrenti hanno pertanto forma di dente di sega.

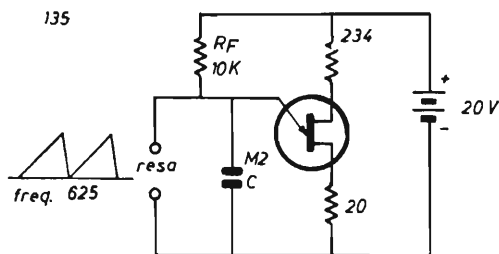



Fig. 135

Circuiti logici.

Grazie all'impiego dei semiconduttori, hanno avuto in pochi anni, uno sviluppo notevolissimo nelle più svariate applicazioni elettroniche, pertanto non possono essere ignorati dal radiotecnico.

Notazioni logiche.

Quando è presente il segnale, non importa l'ampiezza, si dice che la logica è UNO (1).

Quando il segnale è assente si dice che la logica è ZERO o anche ($\overline{1}$) che si legge « UNO NEGATO ».

Funzione AND o prodotto logico.

Nel modulo logico di fig. 136 A (circuito reale fig. 136 B), si hanno due ingressi : X - Y e l'uscita W.

Col modulo AND si ha segnale 1 al polo W solo quando X e Y sono eccitati. Le condizioni logiche possibili sono riportate in tabella 1.

Per semplicità si sono considerati solo due ingressi, in pratica questi possono essere molti. In ogni caso si avrà **il consenso** per la esecuzione di una operazione dipendente dalla presenza del segnale in W, **solo quando** tutte le **condizioni da cui** dipendono i segnali ingresso, **saranno soddisfatte.**

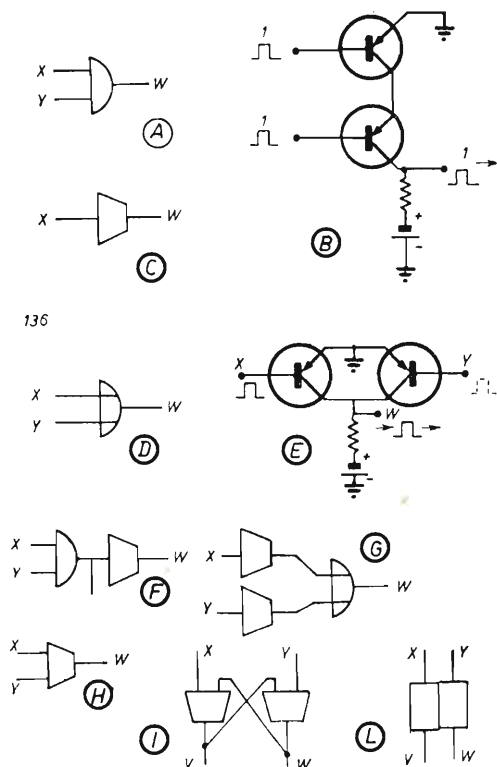



Fig. 136

Tabella 1

FUNZIONE AND		
x	y	w
0	0	0
0	1	0
1	0	0
1	1	1

Tabella 2

FUNZIONE NOT	
x	y
0	1
1	0

Funzione NOT o negazione.

Col modulo NOT (figura 136 C) si ha segnale 1 al polo d'uscita W, solo quando all'ingresso X vi è segnale ZERO.

Le possibili condizioni logiche sono riportate in tabella 2.

Funzione OR o somma logica.

Col modulo OR (fig. 136 D) — uno dei tanti circuiti reali in figura 136 E); abbiamo un'uscita logica in W quando ad **almeno uno** dei suoi ingressi è presente il segnale.

Anche qui per semplicità, in luogo di numerosi ingressi, ne riportiamo solo due: X e Y. Le possibili combinazioni logiche sono in tabella 3.

Tabella 3

FUNZIONE OR		
x	y	w
0	1	1
1	0	1
1	1	1
0	0	0

Relazioni di funzioni logiche: i NAND e i NOR.

Le operazioni di NOT, AND, OR possono esser applicate successivamente per la elaborazione delle più svariate funzioni di commutazione, programmazioni ecc.

Esempio 1 (Figura 136 F - combinazioni: Tab. 4):

Disponendo un NOT dopo un AND si ottiene il modulo NAND, con due ingressi X e Y, e due uscite: V e W. Con NAND, l'uscita W è 0 solo quando tutti gli ingressi sono eccitati, ossia hanno valore 1.

Esempio 2 (Figura 136 G ed H):

Combinando i NOT con gli OR come in figura G, si ottengono risultati eguali al NAND, ma se il NOT segue l'OR si ottiene l'interessante modulo NOR (fig. H) che ha numerosissime applicazioni. In esso W

ha valore 1 solo quando nessun ingresso è eccitato (tabella 5).

Memorie.

Nei circuiti logici di dianzi, l'uscita dipende esclusivamente dall'essere presente o assente il segnale ingresso. Collegando due NOR come in fig. 136 I) si ottiene una combinazione che « si ricorda » del segnale comparso all'ingresso per un breve istante. Il simbolo della memoria è in figura 136 L: l'ingresso X è detto « di predisposizione», l'ingresso Y «di ripristino».

Quando arriva un impulso al polo X, le uscite divengono: V = O e W = 1 e tali rimangono fino ad un nuovo evento. Questo secondo evento potrà essere un segnale all'ingresso Y, in tal caso le uscite si invertiranno. Avremo quindi segnale permanente in V e assenza di segnale in W.

Tabella 4

FUNZIONE NAND		
x	y	w
0	0	1
0	1	1
1	0	1
1	1	0

Tabella 5

FUNZIONE NOR		
x	y	w
0	0	1
0	1	0
1	0	0
1	1	0

I circuiti integrati.

Per circuito integrato s'intende un complesso nel quale diversi componenti formano un'unità d'insieme, racchiusa in un contenitore. Un C.I. costituisce un modulo di base, che si collega verso l'esterno, con una decina di fili ed all'interno è costituito da un insieme di diodi, transistori, condensatori, resistori, « costruiti » su una piastrina di materiale semiconduttore, di supporto.

Il numero degli elementi attivi e passivi contenuti in un modulo C.I. dipende dalla combinazione che esso rappresenta.

Un diodo e due transistori potrebbero costituire un circuito integrato; un altro modulo invece, potrebbe contenere 6 transistori, 4 diodi, 20 condensatori e 10 resistori; dipende dalla funzione che il progettista ha voluto ottenere.

Costituzione dei circuiti integrati.

L'elemento di base è un pezzetto di semiconduttore che può essere di tipo P od N (chip).

Mediante il processo di « diffusione » vengono introdotte impurità diverse, in punti differenti del chip, che danno al silicio caratteristiche opposte a N o P; in tal maniera si costituiscono i diodi PN ed i transistori NPN o PNP: diversi elementi attivi, tutti incorporati nell'unico pezzetto di base.

I resistori ed i terminali come le interconnessioni, vengono ottenuti mediante contatti ohmici a deposito metallico, in in determinati punti del chip.

Dopo la formazione dei tre elementi sopra citati, il chip viene rivestito da una pellicola di ossidi; questa pellicola costituirà il dielettrico dei condensatori.

Proprietà elettriche dei C.I.

Una caratteristica rimarchevole dei C.I. è la grande somiglianza di comportamento dei diversi elementi, confrontati fra loro: diodi con diodi; transistori con transistori ecc.

Questa proprietà, per l' OM, è una delle più importanti, è nota infatti la difficoltà di trovare veramente eguali, nel comportamento, in diverse condizioni, 2 o 4 diodi o transistori, seppure dello stesso modello e serie di produzione.

La grande dispersione delle caratteristiche dei semiconduttori, si deve in parte, al « come nascono ». I diodi e transistori di un C.I., essendo stati formati sulla medesima base cristallina, allo stesso modo e nello stesso tempo, hanno caratteristiche molto uniformi, che variano nella stessa maniera, in presenza di cambiamenti di temperatura, o di altri parametri.

Lo stesso dicàsi per i resistori e le capacità: sebbene, in valore assoluto le tolleranze siano piuttosto ampie, gli stessi componenti passivi di un C.I. sono fortemente somiglianti.

Questo comportamento elettrico dei C.I. è molto gradito, quando si vogliano realizzare circuiti bilanciati, cascodes, discriminatori, modulatori bilanciati.

Le capacità incorporate sono piccole, date le limitate dimensioni; i resistori non possono dissipare potenze, altrettanto dicasi per le dissipazioni dei transistori incorpòrati, nè un ponte di diodi potrà impiegarsi per costituire un alimentatore.

Per scopi diversi dalle applicazioni elettroniche per cui vengono prodotti, i C.I. richiedono dei componenti esterni: questo è normale nell'impiego radiantistico: condensatori di by-pass e d'accoppiamento; resistori con una certa dissipazione, bobine d'arresto, circuiti risonanti; regolatori di volume e di sensibilità, dovranno essere esterni al C.I.

Cosa sono i diodi controllati (fig. 137 A).

Sono elementi al silicio costituiti da quattro strati alterni N e P, i quali consentono la regolazione o l'interdizione della corrente circolante, agendo sulla fase del segnale dell'elettrodo di comando (gate) riferita alla corrente alternata di alimentazione.

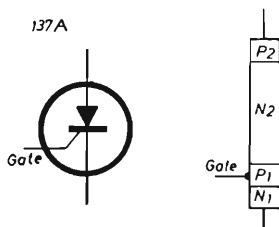



Fig. 137 A

I Silicon Controlled Rectifiers (SCR) sostituiscono, nei moderni circuiti di regolazione automatica, tanto gli amplificatori magnetici, quanto i relé ed i teleruttori. Di norma essi sono pilotati da oscillatori unijunction.

Nel giro di pochi anni le potenze governabili con gli SCR sono passate da pochi VA a numerosi kVA, mentre il guadagno intrinseco è così aumentato, che pochi volt applicati alla « gate » sono in grado di pilotare potenze di vari kVA.

Silicon Controlled Switch.

E' un sistema planare nel quale le quattro regioni di silicio semiconduttore sono tutte accessibili. Lavora come una coppia PNP + NPN montata in un circuito di « reazione positiva » (fig. 137 B).

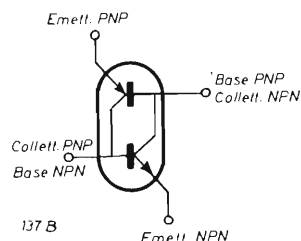



Fig. 137 B

In fig. 137 C si vede uno dei tanti esempi di impiego come innesco a comando di una lampada al neon di un contatore a luminescenza catodica.

1) L'impulso positivo di comando satu-

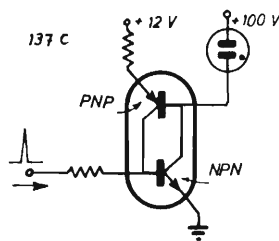



Fig. 137 C

ra NPN; fra massa e collettore si stabilisce 1 V.

2) PNP, polarizzato dalla d.d.p. di cui sopra, innesca.

3) PNP innescato illumina la lampada e fornisce il potenziale di tenuta a NPN; basta così un brevissimo impulso ad eccitare lo SCS ed a mantenerlo in conduzione. Esso si comporta insomma come la memoria di fig. 136 L.

Alimentatori stabilizzati.

Per l'alimentazione di RCVR - XMTR - strumenti vari, è molto utile disporre di tensioni stabilizzate. Analogamente a quanto si fa per le tensioni utilizzate dai tubi (75÷250 volt) si procede per regolare le tensioni d'alimentazione dei transistori (da 9 a 30 V).

La « filosofia » della regolazione « per retroazione negativa » è eguale, tanto per i tubi elettronici che per i semiconduttori (fig. 138).

L'organo di confronto « sente » le variazioni di tensione in uscita ed esegue il confronto con la « tensione di paragone », fornita dal **generatore della tensione di riferimento.** Se le due tensioni sono diverse, **dall'organo di confronto** viene ricavata la « differenza », detta segnale errore (e). Il segnale (e) dopo opportuna amplificazione, diviene quella grandezza **di correzione** che, applicata « all'elemento variabile in serie », agisce in modo da far tornare la tensione erogata al valore di riferimento. Quando si è ottenuta questa condizione, scompare il segnale errore, l'elemento variabile in serie non varia il punto di lavoro, fino a quando non si verifica un'altro disturbo, che modifica la tensione in uscita.

Stabilizzazione con semiconduttori.

I principi illustrati in figura 138, sono applicati nell'alimentatore di figura 139, che è in grado di erogare 2 A in continuazione.

Un vantaggio indiretto, ma molto importante, offerto da un sistema come questo,

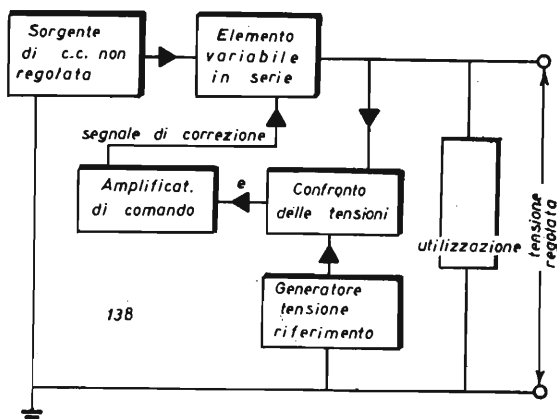



Fig. 138

è oltre alla eccellente regolazione, lo smorzamento dell'ondulazione o « ripple »: infatti la costante di tempo del loop di regolazione è un centinaio di volte minore del periodo di pulsazione. Quindi, anche in assenza di variazioni di carico, il regolatore « lavora » continuamente per livellare la fluttuazione del « ripple ». Si ottiene uno splendido filtraggio, sebbene le capacità siano modeste, tenuto conto della bassa resistenza dell'utilizzatore (10 ohm a 20 V).

Il **generatore della tensione di riferimento** è lo Zener Z (fig. 139). Questo diodo mantiene la tensione costante ai suoi poli, anche se la corrente che lo attraversa varia apprezzabilmente.

Grazie alle caratteristiche dello Zener, il potenziale dell'emettitore del transistore T1 rimane pressoché costante.

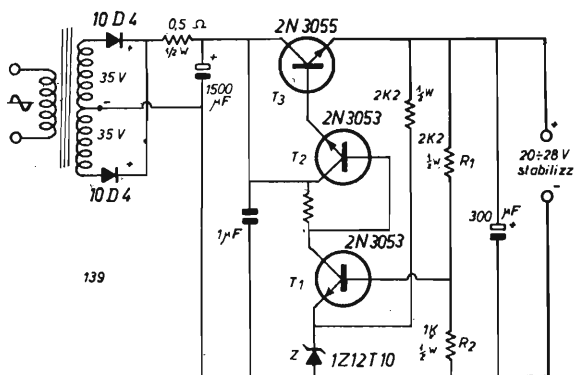



Fig. 139

Il **punto di confronto delle tensioni** è quindi la giunzione emettitore-base di T1. La differenza (o errore) viene amplificata tra base e collettore di T1, quindi in T2: **amplificatore di comando.**

Il segnale in uscita da T2, viene infine applicato al transistore di potenza T3, che costituisce l'**elemento variabile in serie.**

Tutta la corrente erogata passa attraverso T3, la cui conduzione collettore-emettitore, varia in funzione del potenziale della base.

La tensione in uscita dall'alimentatore dipende dalla differenza di potenziale ai capi del diodo Zener, variando R1 o l'altra resistenza posta fra il + e lo Zener, si può avere un'uscita stabilizzata intorno ad un valore di riferimento compreso fra 20 e 30 volt.

Con una corrente assorbita dall'utilizzatore di 2A (ad es. il PA di figura 129) se si distacca il carico, a tensione a vuoto, sale di soli 110 mV.

Verifica dei transistori.

I difetti dei transistori sono così riassunti:
— Correnti di perdita eccessive;
— Corto-circuito oppure interruzione interna.

Verifica col Voltmetro

Si esegue la verifica, con lo stadio in funzione, regolarmente alimentato.

Si misurano rispettivamente, le tensioni:
— fra emettitore e base;
— fra emettitore e collettore.

Le tensioni variano a seconda del tipo di transistore e della sua funzione circuitale; transistore al germanio o al silicio saturati (conduzione) hanno una ddp fra emettitore e collettore di 0,2 V.

Le ddp fra base ed emettitore sono: 0,2 V per il germanio e 0,6 V per il silicio. Se fra base ed emettitore si riscontra una tensione più alta, il transistore non è in conduzione, oppure difettoso.

Se la tensione fra emettitore e collettore è alta: o il transistore non è saturato, oppure è difettoso.

Anche la misura della caduta di potenziale nella resistenza di emettitore e di collettore, è una buona indicazione di regolare funzionamento.

Verifica coll'Ohmetro

Prima di effettuare questo controllo, accertarsi che fra i puntali, la ddp sia minore di 1,5 V.

Nel verificare i FET-N channel, ricordare che 1/2 volt positivo, applicato al gate, è sufficiente a distruggere il transistore.

Nel caso di MOS FET non fare alcuna prova col transistore fuori circuito, qualsiasi debolissimo potenziale distrugge lo strato di ossido che isola il «gate» dal substrato.

Coi normali transistori, collegando i puntali dell'ohmetro a due terminali per volta, e quindi rovesciando le polarità, si dovranno avere le seguenti resistenze approssimative:
— Emettitore-Collettore, in entrambi i sensi: da 100 a 500 kΩ.
Emettitore-Base, in un senso, 200 kΩ o maggiore; in senso contrario, da 400 a 3000 ohm.
— Collettore-Base, in un senso, 200 kΩ o maggiore; in senso contrario, da 400 a 3000 ohm.

Prova limite:

NPN. Collegare il puntale negativo alla base, toccare col puntale positivo prima, il collettore e poi, l'emettitore: valori minimi, da 50 a 500 ohm in entrambe le prove. Scambiare e mettere il puntale positivo alla base; toccare uno alla volta gli altri due elettrodi: una lettura sotto i 10 kΩ è indice di transistore in corto circuito.

PNP. Puntale positivo alla base; toccare alternativamente gli altri due elettrodi: valori minimi, da 50 a 500 ohm. Puntale negativo alla base, toccando alternativamente gli altri due elettrodi, non si deve leggere meno di 10 kΩ.

CAPITOLO 6°

OSCILLATORI

Il Multivibratore.

Il multivibratore è essenzialmente un amplificatore a tubi o transistori con accoppiamento a resistenza e capacità, in cui il segnale in uscita dal secondo stadio, è riportato all'ingresso del primo stadio.

Poiché ogni stadio dà uno sfasamento di 180° il segnale riapplicato all'ingresso è in fase opportuna per mantenere le oscillazioni: reazione positiva.

La resa del multivibratore è ricchissima in armoniche.

Il multivibratore è impiegato dagli OM specialmente come divisore di frequenza e generatore d'armoniche, nei calibratori a cristallo.

Mediante questi dispositivi si possono ottenere nei ricevitore, marche di riferimento molto precise ogni 10, 25, 100 kHz.

Frequenza generata da un multivibratore.

La gamma delle frequenze fondamentali di un multivibratore dipende dalla costante di tempo RC della rete di reazione fra i due stadi.

In parte, la frequenza dipende pure, dalla tensione agli elettrodi e dalle caratteristiche dei tubi o transistori impiegati.

Oscillatore a triodo.

Il triodo oscillatore è un generatore di corrente alternata. Montato in opportuno circuito, esso è in grado di convertire la corrente continua, applicata all'anodo, in corrente alternata a qualsiasi frequenza. Il rendimento di conversione va dal 50 al 70%. La frequenza dipende dalle costanti del circuito accordato.

L'oscillatore Hartley (fig. 140) è uno dei circuiti più semplici ideati per far funzionare il triodo come generatore di corrente alternata ad alta frequenza. Quando si chiude il circuito anodico ed il potenziale positivo fornito dalla batteria viene applicato alla placca, si ha uno scorrere istantaneo della corrente che, fra l'altro, provoca la carica del condensatore di blocco C e fa fluire una corrente, pure istantanea, nella bobina L.

La corrente in L produce un campo magnetico e, contemporaneamente, si avrà anche un guizzo di corrente tra la bobina e la griglia; corrente questa che produrrà una certa caduta di tensione nella resistenza R.

La caduta di tensione in R. farà assumere alla griglia un potenziale istantaneo che, a sua volta, produrrà una certa variazione nel flusso di placca appena stabilito.

Se dopo il primo impulso si togliesse alla placca il potenziale positivo: si avrebbe un certo va e vieni di corrente nel circuito LC' e la frequenza dipenderebbe dalle rispettive induttanza e capacità.

Tali oscillazioni però tenderebbero allo smorzamento.

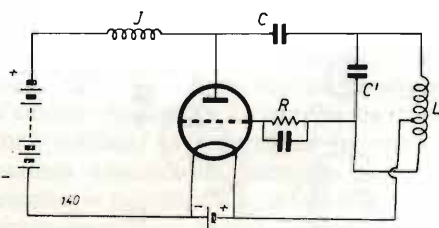



Fig. 140

Se il potenziale anodico viene mantenuto costante, la griglia risentendo delle variazioni che avvengono all'estremità della bobina ad essa collegata, provoca delle variazioni nella corrente di placca ad una frequenza eguale a quella determinata dal circuito LC'.

Le variazioni della corrente di placca alterando la carica del condensatore C,

contribuiscono a mantenere in vita lo stato oscillatorio del circuito risuonante LC'.

Ai capi del circuito risonante si hanno pertanto, delle oscillazioni di ampiezza costante (onde persistenti) e quindi è presente una vera e propria tensione alternativa.

La bobina J ha una forte induttanza ed il suo compito è quello di presentare una resistenza elevatissima (impedenza) alla componente alternativa verso la sorgente di corrente continua.

Vantaggi di un oscillatore libero su uno pilotato a cristallo.

Il facile cambio di frequenza, entro la gamma.

Come migliorare la stabilità di un oscillatore libero.

Si realizzi un circuito risonante con capacità elevata, al fine di aumentare la stabilità dinamica; si usi un robusto condensatore variabile, una bobina solidamente montata ed avvolta su supporto ceramico; il telaio sia solido e si evitino le vibrazioni meccaniche. Si studi particolarmente la costruzione e la posa dei componenti, in modo da evitare variazioni delle costanti elettriche causate dall'aumento della temperatura.

Come si polarizzano gli oscillatori autoeccitati.

Essi sono, nella grande maggioranza, costituiti da tubi in classe B o C, quindi di norma vengono autopolarizzati mediante resistenza di griglia. La polarizzazione così ottenuta ha effetto autoregolante della ampiezza delle oscillazioni. All'innesco, manca la corrente di griglia e quindi il tubo non polarizzato ha il massimo guadagno (facile innesco); poi l'ampiezza delle oscillazioni cresce con processo cumulativo. A questo punto però, la griglia è positiva, scorre corrente I_g e sorge $-V_g$ ai capi della resistenza di griglia. Raggiunto, nei primi istanti, l'equilibrio, I_a si abbassa al valore di regime e tale viene mantenuta da $-V_g$. Con gli oscillatori in classe A, occorre un rettificatore che raddrizzando la R.F. generata, generi il $-V_{go}$, con effetto di autoregolazione dell'ampiezza.

Oscillatori a frequenza variabile.

La tensione di reazione viene ottenuta con una presa nella bobina L (fig. 141) che funge da autotrasformatore. Il circuito E.C.O. (Electron Coupled Oscillator) è una utile variante anche nel caso di questo oscillatore.

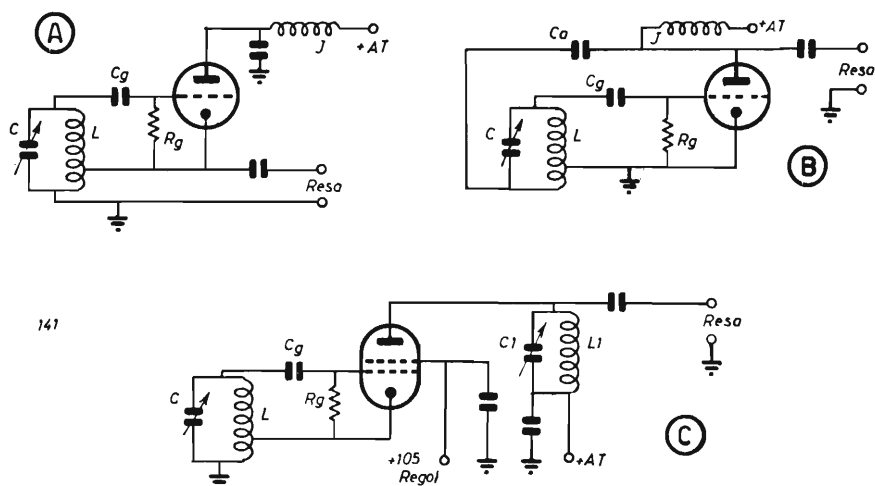



Fig. 141

In fig. 141 C la funzione dell'anodo dell'oscillatore viene assolta dalla griglia schermo; la placca del tubo funziona da elettrodo d'uscita, accoppiato all'oscillatore vero e proprio attraverso il flusso elettronico interno. Se il circuito LC è accordato su una armonica della frequenza generata, si ha un miglioramento delle condizioni base, per ottenere maggior stabilità.

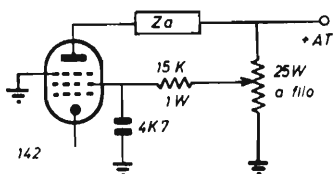



Fig. 142

Come si riduce lo slittamento di frequenza di un oscillatore.

Si usi la più bassa tensione anodica possibile e si stabilizzi l'alimentatore; si dia un carico costante all'oscillatore e si regoli l'innesco al minimo indispensabile per ottenere oscillazioni persistenti; si usino condensatori fissi a coefficiente negativo di temperatura in parallelo ad L e C, dato che questi elementi presentano di norma, un coefficiente positivo; si impieghino materiali isolanti con basso coefficiente di temperatura.

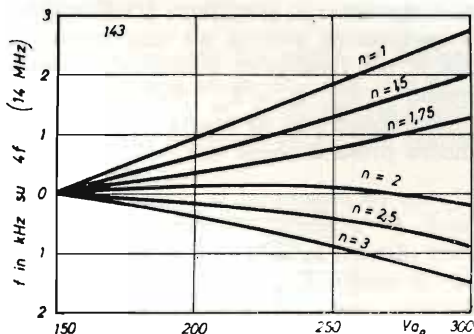



Fig. 143

Importanza della posizione della presa catodica sulla bobina del circuito Hartley.

La presa catodica determina il grado di reazione, facendo tale presa variabile, si può trovare l'optimum che coincide con la migliore indipendenza dalle variazioni della tensione anodica: durante la messa a punto si varia la tensione anodica fino al punto in cui δF è minore. La fig. 143 è stata eseguita con tale metodo su un oscillatore con tubo 6AG7 e la bobina di 8 spire; « n » indica il numero delle spire incluse fra la presa catodica e la massa. Si osserva che secondo il grado di reazione, per uno stesso δV, si può avere un δF positivo e negativo. Questo è il comportamento normale del triodo, modificabile nel pentodo se la tensione di griglia schermo sta in un certo rapporto rispetto alla tensione anodica; infatti il δF provocato dalla variazione del potenziale di griglia schermo (fig. 142) è contrario a quello prodotto dalla variazione della tensione anodica.

Il grado di reazione è importante anche negli altri oscillatori.

Oscillatore Colpitt e Clapp.

Nel circuito Colpitt la tensione alternata e_g necessaria per l'autoeccitazione è ottenuta dal circuito risonante tramite il partitore capacitivo costituito dal doppio condensatore C, il cui statore è collegato al catodo (fig. 144 A). La condizione di reazione (critica) si ha quando l'energia di reazione ottenuta dal suddetto partitore, eguaglia le perdite (che in teoria si considerano conglobate in una resistenza r posta in serie ad L).

Per il teorema dei « tre punti » la reattanza induttiva di L non deve essere completamente cancellata da C e le oscillazioni si innescano a frequenza un po' maggiore di quella di risonanza.

Il circuito Clapp (fig. 144 B) ha il condensatore C_3 posto in serie ad L mentre il partitore capacitivo è costituito da due condensatori fissi C_1 e C_2 i quali possono essere disuguali fra loro.

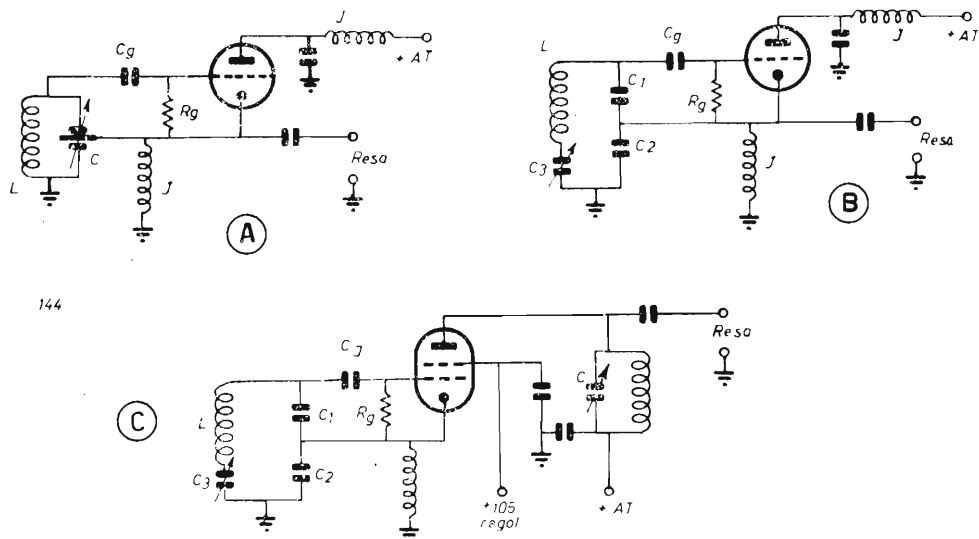



Fig. 144

La presenza di C_3, molto inferiore degli altri due, in serie all'induttanza L è un notevole contributo alla stabilità di frequenza delle oscillazioni generate; infatti, nel caso di piccoli slittamenti di frequenza, se il Q è elevato, la variazione di reattanza nella combinazione LC_3 sarà notevole. Questo, a causa del fatto che la piccola capacità di C_3 disaccoppia L dalle instabili reattanze di ingresso e di uscita del tubo, rende il Clapp un ottimo schema dal punto di vista della stabilità.

Anche da questo circuito si può derivare un E.C.O.: la variante contribuisce alla stabilità in quanto separa l'oscillatore dal carico (fig. 144 C).

Descrivete le tre reattanze che impongono le condizioni di oscillazione.

Gli oscillatori più comuni sono anche detti « a tre punti » dal fatto che tre sono le reattanze che impongono la condizione di oscillazione.

In figura 145 non si hanno oscillazioni se la reattanza Z_{ga} non ha segno opposto alle altre due, che debbono essere di egual segno fra loro.

I - Oscillatori Hartley.

Le due porzioni della bobina hanno segno positivo e rappresentano rispettivamente Z_{ak} e Z_{gk} (fig. 146).

Il condensatore avente reattanza negativa, rappresenta la $-Z_{ga}$. Appare subito evidente che alla esatta frequenza di accordo del circuito LC non si possono ave-

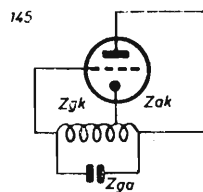



Fig. 145

re oscillazioni, perché le reattanze induttive e capacitive si annullano. L'innesco delle oscillazioni avviene ad una frequenza tale in cui i valori di reattanza induttiva creano $+Z_{ga}$ e $+Z_{gk}$ sufficienti; contemporaneamente la reattanza capacitiva ancora presente, crea una $-Z_{ga}$ idonea.

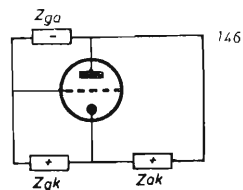



Fig. 146

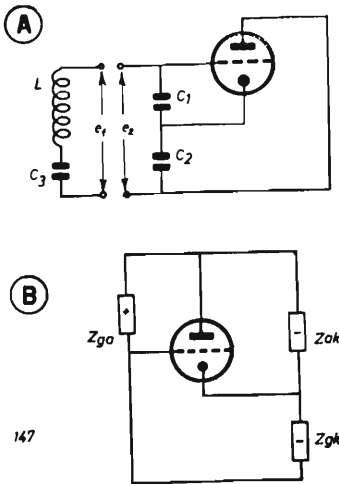



Fig. 147

II - Oscillatore Colpitt e Clapp.

La frequenza generata è leggermente più alta della f_o del circuito risonante in serie. Essa è quella frequenza in cui L e C_3 (fig. 147) presentano una sufficiente reattanza positiva. Le altre due reattanze rappresentate da C_1 e C_2 sono negative.

In figura 147 B Z_{ga} è rappresentata dalla parte di reattanza induttiva di L, non cancellata dalla capacità C_3, ed ha segno positivo; C_1 e C_2 sono rispettivamente Z_{gk} e Z_{ak} ed hanno segno negativo.

Il « teorema dei tre punti » è rispettato sebbene i segni delle tre reattanze siano rovesciati rispetto allo Hartley ed all'Armstrong.

III - Oscillatore Armstrong o T.P. - T.G.

L'accoppiamento fra uscita ed ingresso avviene attraverso la C_{ga} (fig. 148 B). Il circuito anodico C_2 L_2 di fig. 148 A viene accordato in modo da presentare reattanza induttiva.

Le oscillazioni si innescano ad una frequenza leggermente inferiore di quella della risonanza parallelo di ciascun risuonatore. In tal maniera le porzioni di reattanza induttiva (L'_1 e L'_2) non cancellate dalle reattanze capacitive, costituiscono rispettivamente la Z_{gk} e la Z_{ak}. La Z_{ga} è negativa e trae origine dalla C_{ga} (figura 148 C).

Si varia la reazione accordando C_2. Lo schema T.P.-T.G. dimostra che qualsiasi amplificatore RF o FI può entrare in oscillazione se vi è una C_{ga} sufficiente. Tale capacità può esser parassita e dovuta ai collegamenti esterni al tubo, anche usando pentodi (in cui la C_{ga} è bassissima).

Oscillatori Meissner.

Quello di fig. 149 A è concettualmente il più semplice; se Lg non fosse accoppiata ad La, avremmo il circuito semplificato dell'amplificatore in classe C col suo carico risonante sull'anodo. Effettivamente le cose sono tali, però la tensione di pilotaggio viene prelevata dall'uscita, per mezzo della mutua induzione M fra gli induttori La ed Lg. Il senso di avvolgimento di Lg è tale che la eg possa trovarsi in opportuna relazione di fase rispetto ad ea; in pratica La ed Lg possono essere avvolte nello stesso senso, ma i collegamenti fra Lg, la griglia e massa, saranno invertiti rispetto ad La.

Il circuito di fig. 149 B funziona allo stesso modo; la Ia scorrendo nella La, dà origine ad una eg indotta, ai capi di C;

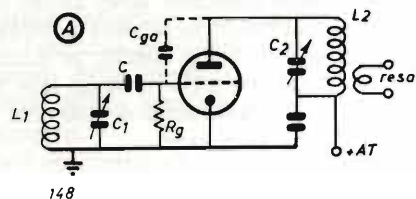
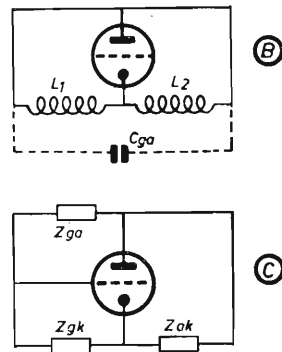
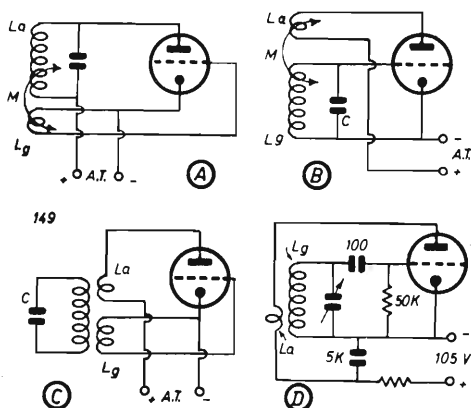



Fig. 148

Fig. 149

L e C sono in risonanza per la frequenza di lavoro.

Lo schema di fig. 149 C è il Meissner originario, in cui il volano LC è accoppiato per M alla bobina di placca ed a quella di griglia; la reazione è funzione della mutua induzione fra gli induttori, non si ha però un efficace isolamento del circuito LC, perché gli accoppiamenti debbono essere stretti e quindi le reattanze trasferite al circuito LC sono discretamente grandi. Ricordiamo che una delle fonti di instabilità di frequenza è la capacità d'ingresso del tubo, seguita dalla capacità di uscita.

Gli oscillatori Meissner sono molto impiegati nei ricevitori, lo schema completo di uno di essi è in fig. 149 D; le bobine debbono essere collegate in modo tale, da provocare uno sfasamento di 180° fra le tensioni ai rispettivi capi.

Oscillatori Franklin.

Poiché è noto che un oscillatore molto stabile deve « caricare poco » il risonatore, nello schema Franklin (fig. 150), si è cercato di ottenere lo scopo, aggiungendo

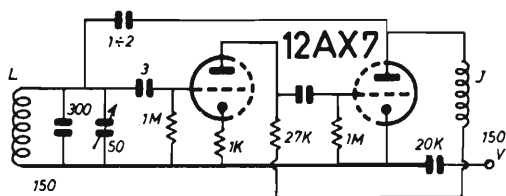



Fig. 150

al tubo oscillatore, uno stadio separatore. Nel separatore avviene uno sfasamento di 180°, in modo che la frazione di Ea rimandata al circuito LC possa avere fase opportuna.

L'energia prelevata dal risuonatore per il mantenimento delle oscillazioni è poca; l'accoppiamento reattivo avviene attraverso il condensatore Cr di 1 o 2 pF, che presenta una reattanza altissima e quindi « isola » il circuito LC dallo stadio amplificatore posto dopo l'oscillatore.

L'oscillatore Franklin, corredato da opportuni (e complicati) correttori di frequenza, rappresenta il pilota di molti trasmettitori commerciali.

Oscillatori con disaccoppiamento elettronico del circuito risonante.

Il Clapp è un oscillatore quanto mai stabile sia perché gli effetti delle variazioni di capacità sono minimizzate dalle grandi capacità di C_2 e C_3, sia perché il Q eff. del circuito risonante rimane ≅ Q della bobine, per effetto della separazione quasi totale fra circuito LC (che determina la frequenza) e tubo, con relativi carichi.

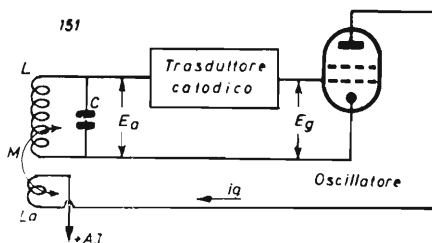



Fig. 151

Nell'oscillatore che descriviamo, gli stessi risultati sono ottenuti con la separazione del circuito LC dal tubo oscillatore, mediante un dispositivo elettronico (trasduttore catodico).

Lo schema (fig. 151) applica il principio dell'oscillatore Franklin al circuito del Meissner, con La aperiodica; rappresenta un miglioramento di ambedue per i seguenti motivi:

1) Il separatore del Franklin è un semplice invertitore di fase, autopolarizzato, che « carica » il circuito LC più del trasduttore catodico, specialmente a causa della capacità d'ingresso del tubo per effetto Miller, sempre notevole quando la ddp fra anodo e griglia è grande.

2) Nel Meissner, per ottenere la condizione di oscillazione, occorre un M notevolmente grande, perché Q e Gm sono di gran lunga inferiori a quelli realizzati in questo schema, in cui, essendo M piccolissimo, la reattanza e la resistenza trasferite al circuito risonante LC sono quasi trascurabili. Nel nostro schema il tubo tore; fanno sì che M piccolissimo sia sufficiente a mantenere in vita le oscillazioni e quindi, anche dal lato mutua induzione, il circuito LC è virtualmente isolato. L'accoppiamento di La, bobina di placca del nostro circuito e i condensatori C_2 - C_3 del Colpitt hanno funzioni analoghe: sia l'una che gli altri determinano il grado di reazione: la stabilità di frequenza dipende in gran parte, dalla loro accurata scelta durante la messa a punto. Mentre le capacità del Colpitt fanno parte integrante del risonatore, la bobina La, grazie al piccolo M, ha una influenza quasi trascurabile sul circuito LC; anche la capacità d'uscita del

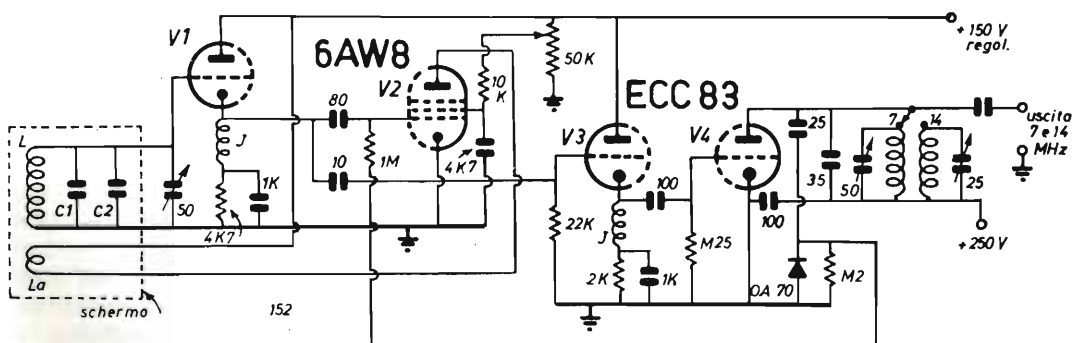



Fig. 152

oscillatore non fornisce energia al carico, il suo compito è solo quello di imprimere una corrente in La tale, da provocare una Eo ai capi di C, capace di produrre una Eg sufficiente per il mantenimento delle oscillazioni.

Il segnale utile viene passato ad un altro trasduttore catodico, prima della moltiplicazione. Si ricorda che nel trasduttore catodico la tensione d'uscita è leggermente inferiore a quella d'entrata; tutta la tensione resa è riapplicata all'ingresso in opposizione di fase, di modo che la controreazione è totale e l'impedenza d'ingresso tende all'infinito.

Quindi nel caso nostro, in parallelo a LC abbiamo una Z quasi infinita, l'unica via attraverso la quale possono giungere perturbazioni è rappresentata dall'accoppia mento mutuo-induttivo M. Il Q elevato, Gm alto, il pentodo ed il fatto che non vi è prelievo d'energia da parte dell'utilizzapentodo introduce nel circuito risonante una reattanza piccolissima e quindi le variazioni della capacità d'uscita Cu, non hanno effetti sensibili sulla stabilità di frequenza.

Nei condensatori C_2 e C_3 del Clapp, data la bassa reattanza, scorrono correnti relativamente forti, anche se Ea ed Eg sono piccole; tali correnti possono provocare variazioni di capacità, se i condensatori non sono di ottima qualità; in questo oscillatore, invece, la corrente che circola in La è nell'ordine di circa 10 mA cc, e circa 1 mA ca, il riscaldamento delle due spire di filo da 1 mm è pertanto irrisorio.

I tubi impiegati sono 6AWB8 (1) per il trasduttore catodico e l'oscillatore, ECC83 con un triodo funzionante come separatore in classe A con uscita catodica e l'altro, moltiplicatore in classe C (fig. 152).

Il —Vgo per l'oscillatore viene ricavato rettificando la resa del secondo triodo,

perché al catodo del primo la tensione risulta insufficiente; occorrono infatti —3 Vcc per il corretto funzionamento in classe A.

Le corrette condizioni di funzionamento si ottengono agendo sul potenziale di griglia schermo, mediante il potenziometro: il miglior Vgs risulta circa 50 volt.

La quantità M si ricava dalla relazione del Meissner con bobina di placca aperiodica.

$$M = \frac{1}{Gm \cdot \omega \cdot Q} \cdot 1,25$$

il coefficiente 1,25 tiene conto del fatto che la tensione in uscita dal trasduttore catodico è leggermente inferiore a quella di entrata.

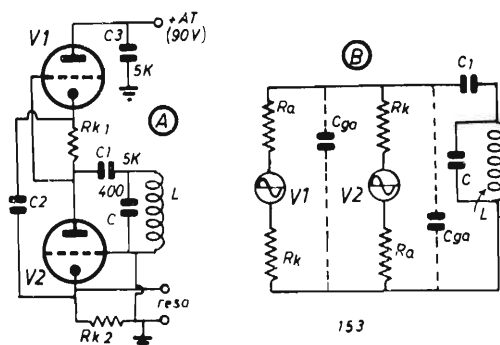



Fig. 153

Oscillazioni in classe A con 2 tubi di controfase.

Il circuito di fig. 153 A funziona con due tubi; le relazioni di fase sono tali che non è necessario il rettificatore esterno per lo innesco delle oscillazioni con polarizzazione nulla. I tubi hanno la normale polarizzazione della classe A, ottenuta mediante resistenza catodica. Si ottengono da questo oscillatore rese abbastanza stabili, per quanto riguarda la frequenza, con bassissimo contenuto di armoniche.

Come risulta dalla fig. 153 B le Cga dei due tubi, in parallelo fra loro, compaiono pure in parallelo al circuito LC, quindi per la max stabilità, oltre ad avere C grande e Q alto, occorre un carico costante e una Vao stabilizzata.

I condensatori C_1 - C_2 - C_3 debbono avere la più bassa reattanza possibile alla più bassa frequenza di lavoro.

Qual' è il migliore oscillatore?

Il miglior oscillatore è senza dubbio quello meno sensibile alle variazioni elettriche, meccaniche ed ambientali: è perciò quel circuito oscillatorio in cui la frequenza del segnale generato è dipendente dalla vibrazione meccanica di una lamina piezoelettrica.

La tecnica contemporanea ha realizzato generatori a frequenza « quasi continuamente variabile » (salti di 5 o 10 kHz), ricavando « per sintesi » le frequenze richieste e i sottomultipli, mediante un complesso elettronico, abbastanza elaborato, detto **sintetizzatore.** In esso le unità, decine, centinaia e migliaia di kHz vengono ottenute per miscelazione, utilizzando le frequenze base, di 3-5 o più oscillatori a cristallo, stabilizzati in termostato, e diversi mescolatori. Poiché i semplici ed economici trasmettitori radiantistici non possono ospitare un sintetizzatore, nel caso nostro dovremo dire che il miglior oscillatore è quel VFO le cui caratteristiche di stabilità sono soddisfacenti per gli scopi che ci si propone.

Caratteristiche fondamentali di un ottimo VFO.

— Sufficiente costanza della frequenza generata, anche in presenza di piccole variazioni dei parametri di funzionamento del tubo;

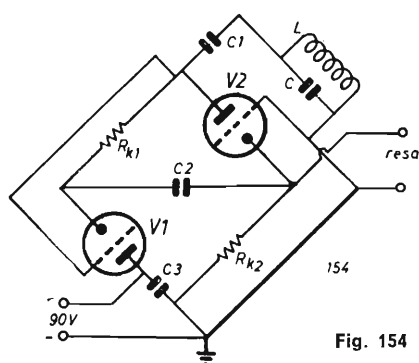



Fig. 154

— battimento sul ricevitore con nota pura (T9), ossia assenza totale di modulazione ciclica della frequenza generata, per effetto della c.a., per pilotaggi spurii, o per « microfonicità »;

— assenza di modulazione di frequenza nell'emissione A_3 (fonia);

— moderata sensibilità alle variazioni della temperatura almeno entro la gamma + 10 ÷ + 60 °C; il cristallo, a dire il vero, è sensibile alle variazioni di temperatura: a seconda del tipo di taglio della lamina si possono avere derive di frequenza nell'ordine di 10 ÷ 40 Hz per MHz; però un oscillatore libero, a meno che non sia costruito con raffinati accorgimenti e non sia compensato termicamente, sarà meno stabile del cristallo.

Mentre per le variazioni istantanee di frequenza dovute a variazioni dei parametri di funzionamento del tubo: resistenza di carico, Gm, capacità interelettrodiche, gli schemi finora descritti danno un decisivo miglioramento, per quanto riguarda la microfonicità e la deriva di frequenza con l'aumentare della temperatura, non è lo schema che importa, ma la realizzazione costruttiva.

Fra i circuiti descritti, il Clapp, il Franklin, si equivalgono come concetto di disaccoppiare il tubo (elemento instabile) dal risonatore LC, però un circuito « buono » sarà indubbiamente rovinato da una costruzione poco accurata, meccanicamente debole (spessore minimo 1,5 mm di alluminio) o in cui L e C sono soggetti a forti variazioni di temperatura. Dal punto di vista elettrico, è ovvio che la stabilità (diciamo istantanea) migliora se anche il tubo è costante nel suo funzionamento e quindi:

— la temperatura di filamento non varia;
— Vao e Vg_2 sono stabilizzate elettronicamente;
— la resistenza di carico Rc è stabile: amplificatore separatore in classe A

Merita ricordare che nell'oscillatore a reazione, la pulsazione del segnale generato è:

$$\omega = \frac{1}{\sqrt{L \cdot C}} \sqrt{1 + \frac{Rc}{Ra}}$$

in cui Rc è nota, Ra = resistenza anodica del tubo; per una variazione sia pur piccola « δRa » della Ra, dovuta ad una causa qualsiasi, si ha una $\delta\omega$ di ω, espressa dalla relazione:

$$\frac{\delta \omega}{\delta Ra} = \frac{Rc}{2Ra^2 \quad \sqrt{L\,C} \quad \sqrt{1 + \frac{Ra}{Rc}}}$$

Se supponiamo che Ra possa essere l'unica variabile, per la max stabilità si dovrebbe avere Rc molto piccolo ed Ra molto grande. Riguardo poi al prodotto LC, vediamo che la stabilità è tanto più alta quanto maggiore è tale prodotto, ossia quanto più bassa la frequenza generata.

Rendendo più piccolo il prodotto Rc, Ga, diamo un ulteriore contributo alla stabilità. Non consumeremo potenza nel circuito d'ingresso del separatore, perchè ciò porterà a circolazione della Ig in tale stadio e di conseguenza, Rc varierà ciclicamente per periodo, passando da infinito, per griglia negativa, a poche migliaia di ohm al picco positivo (quando scorre Ig).

Ecco dunque tratteggiato il miglior oscillatore a tubi.

— circuito: uno di quelli enumerati dianzi;
— tubo: pentodo di piccola potenza con Gm elevato, funzionante in classe A;
— tensione anodica e di G.S. stabilizzate;
— accensione possibilmente stabilizzata;
— stadio separatore in classe A controreazionato: il più semplice è quello ad uscita catodica.

La stabilità « istantanea » ottenibile con quanto sopra descritto, unito ad un solido ed accurato montaggio meccanico, può finalmente portare la nota telegrafica al T9 e consentire l'emissione in SSB e DSB.

La lenta deriva di frequenza « a lungo termine » dovuta al riscaldamento, ed un altro inconveniente del Clapp, pure dovuto alla temperatura, saranno più difficili da combattere; nè sempre si può giungere ad un risultato soddisfacente in senso assoluto, anche se abbastanza buono in senso relativo. Ossia, sarà difficile che la taratura del quadrante del VFO sia così precisa co-

me quella di un frequenziometro e che rimanga tale nel tempo di qualche ora, specie durante la stabilizzazione della temperatura di lavoro, però se il δF nel tempo, sarà tale da consentire lo svolgersi regolare di un QSO in SSB, ci potremo accontentare.

Tutto andrà per il meglio nel caso si disponga di un oscillatore con cristallo da 500 e 1000 kHz, seguito da multivibratore, per la « rimessa a zero » del quadrante, di tanto in tanto.

D'altronde, nel 1950 parecchi VFO commerciali avevano una stabilità inferiore a ± 1 kHz per MHz, mentre era ammesso uno « sbandamento » di 200 Hz (cosa questa che rende impossibile la SSB; oggi una instabilità istantanea di 60 Hz è considerata, insufficiente.

Quali inconvenienti presenta l'oscillatore Clapp?

La elevata reattanza della bobina e del condensatore in serie ad essa mantiene alta l'impedenza, rispetto alla massa. Ciò comporta una estrema sensibilità alle variazioni meccaniche, sia pure lievi, della bobina e del condensatore, donde la microfonicità di certi oscillatori e la loro sensibilità alla temperatura. Gli elementi da curare sono quindi:

1) **La bobina,** se il filo non ha un diametro abbastanza grosso ed il supporto è costituito da distanziatori in plastica, dato il diverso coefficiente di dilatazione dei due materiali, le deformazioni dovute alla temperatura sono incredibilmente notevoli; per di più, dilatazione e contrazione del rame e del materiale plastico non avvengono con eguale regime, anche perché il conduttore sottile ha una bassa inerzia termica.

Quanto sopra conduce ad un δ F che, in certi casi, equivale ad uno slittamento ciclico intorno alla frequenza di risonanza e produce una specie di modulazione di frequenza, con basso periodo, «a cornamusa».

2) **Il condensatore** in serie C_1 deve avere un contatto di massa del rotore eccezionalmente buono, altrimenti si potranno avere rumorosità e salti di frequenza. La soluzione definitiva consiste in un condensatore a due statori, con rotore isolato da massa, di capacità doppia di quella necessaria (infatti elettricamente si comporta come due condensatori in serie).

Così facendo, i cuscinetti a sfere o i collarini di bronzo che dovrebbero assicurare il contatto fra il rotore e la massa, sono esclusi dal circuito e non hanno più alcuna funzione galvanica.

3) **La temperatura** della cassetta contenente L e C_1, deve subire le minime variazioni possibili; perciò si metteranno i tubi fuori dalla cassetta e si prenderanno le precauzioni necessarie per limitare il riscaldamento della cassetta stessa.

4) Vengono pure lamentati **cliks di manipolazione** e spostamenti di frequenza negli oscillatori direttamente modulati in A_1 (ossia in Morse). Tali inconvenienti possono essere eliminati mantenendo l'oscillatore appena sopra al limite d'innesco; agendo sul potenziale di griglia schermo, ed introducendo la minima variazione di potenziale, nelle due diverse condizioni di « tasto alzato » e « tasto abbassato ».

Mentre per l'ultimo inconveniente il rimedio non è difficile, per gli altri non resta che aggirare l'ostacolo rinunciando a qualcosa, ossia:

— abbassare l'impedenza diminuendo l'induttanza di L ed aumentando la capacità di C_1;

— usare per C_1 un condensatore fisso, che è preferibile anche al condensatore a doppio statore;

— mettere sempre il catodo del tubo oscillatore a massa; facendo a meno della comoda combinazione E.C.O.

Bobine da 5 a 10 μH avvolte in tubetto, in aria, o in grosso conduttore su supporto ceramico di 5 cm di diametro, danno i migliori risultati. La capacità di C_1 verrà calcolata con le formule che abbiamo dato in precedenza, per quanto riguarda C_2 e C_3: più alto Gm, maggiore potrà essere la loro capacità.

Perché è meglio alimentare l'oscillatore separatamente?

Gli stadi di potenza, sotto modulazione o manipolazione, provocano forti variazioni di carico nell'alimentatore.

Stabilizzare l'alta tensione è costoso, d'altra parte le variazioni di carico provocano variazioni di tensione che, entro certi limiti, sono tollerabili dagli stadi di potenza, mentre negli oscillatori causano slittamenti di frequenza inaccettabili. In particolare, nella modulazione di ampiezza, le variazioni dell'alimentazione dell'oscillatore causano la contemporanea modulazione di frequenza (il che non è consentito).

Qualche volta l'inconveniente si verifica anche con alimentatori separati; la causa può essere insufficiente erogazione della rete c.a. (sezione dei fili insufficiente, carico eccessivo, ecc.).

Pertanto si raccomanda di alimentare l'oscillatore da una sorgente stabilizzata.

Stabilità degli oscillatori.

Esprimendo in termini quantitativi, i termini di stabilità degli oscillatori autoeccitati, vediamo che, anche per una stazione di amatore, con emissione SSB, sono piuttosto ristretti.

1) Deriva di frequenza a lungo termine. E' essenzialmente dovuta al riscaldamento dei componenti durante il funzionamento.

Si ritiene accettabile una deriva di $\pm$ 250 Hz/ora, max.

2) Deriva di frequenza in funzione delle variazioni della tensione di rete.

Deve essere migliore di $\pm$ 50 Hz, per una variazione di $\pm$ 10 V di rete.

Cause di instabilità.

Oltre alle vibrazioni meccaniche, sono causa di instabilità le variazioni delle tensioni elettrodiche e le variazioni di temperatura.

Per le variazioni di tensioni, soddisfacenti risultati si ottengono con i tubi regolatori al neon, con gli Zener, o meglio ancora con regolatori costituiti da zener e transistori.

Per le variazioni di temperatura si preferisce ricorrere all'isolamento termico, dei componenti sensibili alla temperatura; il montaggio « arioso » con dispersione del calore per termoconvenzione, non dà infatti, buoni risultati, nel caso degli oscillatori.

Il riscaldamento dell'oscillatore.

La temperatura interna passa, nel periodo di alcune decine di minuti da $15 \div 20$ °C a $50 \div 60$ °C; tutti i componenti del VFO sono sensibili al riscaldamento, i valori di L e C, le perdite, le resistenze di isolamento, ne risentono in maniera apprezzabile.

Le variazioni di L e C vengono espresse in unità su un milione di unità per ogni grado di variazione di temperatura.

Detto $\alpha \cong 100$ avrà una variazione di $100 \cdot 10^{-6}$/°C, cioè 100 Hz per ogni MHz e per ogni grado C.

Effetto della temperatura sugli induttori.

Le bobine di grosso conduttore sono fra le più stabili, però occorre tenere presente che il plexiglas ha una dilatazione lineare con $\alpha = 190$, mentre il polistirolo $\alpha = 80$. Però dato che la dilatazione del rame tende ad aumentare il diametro, mentre quella del supporto fa aumentare la lunghezza; le due deformazioni tendono a compensarsi; prevale comunque l'aumento del diametro, per cui una buona bobina ha un coefficiente di variazione di L, $\alpha = 40 \div 70$.

Nella costruzione di bobine per oscillatori impiegare sempre rame nudo, mai smaltato, evitare pure l'uso dei tubetti sterling e resine sintetiche. Poiché i citati materiali hanno grandi variazioni di costante dielettrica, la loro presenza porta a notevoli variazioni della capacità propria della bobina.

Abbiamo detto che le bobine hanno α positivo, ossia L aumenta e quindi la frequenza si abbassa. Il δ L, è però, relativamente piccolo se la bobina è avvolta su supporto ceramico e se il filo è stato avvolto con notevole tesatura a caldo; siccome si tratta di fili relativamente corti, si

può riscaldare la parte fissa, durante l'avvolgimento, utilizzando un grosso saldatore tenuto sul filo da altra persona.

Effetto della temperatura sui condensatori.

Per quanto riguarda i condensatori variabili, prendiamo in considerazione solo quelli ad aria, i compensatori « a libretto, e quelli a diettrico solido, non debbono essere adoperati.

Il coefficiente di variazione della capacità α medio, risulta:

— + 50 per i compensatori ad aria non miniaturizzati su supporto ceramico;
— + 40 per i variabili ad aria con basetta ceramica;
— + 20 per i variabili ad aria su candeletta di quarzo.

La compensazione termica si calcola esprimendo i due valori di reattanza in termini di capacità, in quanto alla risonanza le due reattanze (di L e C) sono eguali e quindi un aumento di L si può considerare come un aumento equivalente di C.

Esempio: a 3,5 MHz, se C = 550 pF, la sua reattanza è circa 750 ed è uguale seppure contraria di segno à XL.

Se L ha un $\alpha = 40 \cdot 10^{-6}/°C$ possiamo dire che la variazione equivalente è:

$$550 \cdot 40 \cdot 10^{-6}/°C = 22 \cdot 10^{-3} \text{ pF per } °C$$

La variazione di C, ammesso che si tratti di un solo variabile ad aria ($\alpha = 40$), è eguale, quindi poiché anch'essa è positiva, sommiamo:

$$22 \cdot 10^{-3} + 22 \cdot 10^{-3} = 44 \cdot 10^{-3} \text{ pF per } °C$$

Se, dopo un certo tempo, la temperatura è cresciuta di 30°C, il δC risulta essere:

$$30 \cdot 44 \cdot 10^{-3} = 1{,}32 \text{ pF}$$

cifra abbastanza grande che, porterebbe ad un abbassamento di frequenza di parecchi kHz e precisamente:

$$\delta F = \frac{2\ C_0}{-F_0 \cdot \delta C} = \frac{1100}{3500 \cdot 1{,}32} = 4{,}2 \text{ kHz}$$

sulla fondamentale, e quasi 34 kHz sui 10 m.

Se possiamo disporre di un elemento con α negativo, sarà possibile ottenere la compensazione termica.

Supponiamo di ridurre il condensatore variabile di 60 pF e di porre in parallelo ad esso un condensatore fisso di ugual capacità.

Il coefficiente negativo del condensatore dovrà essere:

$$\frac{-44 \cdot 10^{-3}}{60} = 730 \cdot 10^{-6}$$

Nell'impiego dei ceramici negli oscillatori, conviene scegliere i modelli di dimensioni maggiori, ossia quelli realizzati con ceramiche a bassa e media costante dielettrica (6, 20, 40, 45, 90).

I condensatori piccoli, di grande capacità, non debbono venire impiegati perché la loro funzione è solo di by pass (fuga) e quindi le costanti dielettriche sono molto alte per ridurre le dimensioni; ma per contro, α è notevole ed indefinito; d'altronde come by pass, anche se la capacità aumenta del 50% in più, non ha importanza alcuna.

Isolamento termico dei componenti del circuito oscillatorio.

Un corpo impiega un certo tempo a riscaldarsi, o meglio a variare la sua temperatura. Questo tempo dipende dalla « capacità termica » sua propria, e dalla « resistenza » interposta fra la sorgente di calore ed il corpo da riscaldare.

La capacità termica si esprime in: W sec/grd ovvero col prodotto: Dimensioni cal/grd.

Secondo questa seconda dizione abbiamo: calore specifico dell'alluminio 0,214 cal/g×grado

Essa è una delle più alte, infatti il rame e lo zinco hanno 0,092 cal/g×grd.

Per venire al concreto, una massa d'alluminio di 380 g risulterà avere una capacità termica di 81,4 cal/grd. o se preferite, di 314 W sec/grd.

La coibentazione rappresenta la resistenza alla propagazione del calore: esprimendo i valori in cal/m×h×grd, abbiamo valori di 30÷40 per la gomma piuma; 20÷30 per il polistirolo espanso; 340 mila per il rame!

Uno spessore di 1 cm di polistirolo espanso rappresenta una resistenza termica di circa 28 grd/W.

Una combinazione di 380 g d'alluminio, coibentata con tale rivestimento dello spessore di 1 cm avrà una interessante costante di tempo:

$\tau = C_{term} R_{term} = 341 \text{ Wsec/grd} \times 28 \text{ grd/W} = 9000$ secondi.

Questo ci dice che occorrono 2½ ore perché la temperatura all'interno della cassettina d'alluminio coibentata raggiunga il 63% della temperatura esterna, ammesso che il maggior calore sia all'esterno.

Parlate dell'oscillatore a cristallo.

Trattasi di un oscillatore la cui frequenza dipende quasi interamente dalla frequenza di risonanza della lamina di quarzo inclusa nel circuito. La lamina di quarzo, chiusa in una custodia riceve la corrente alternata attraverso due elettrodi piani

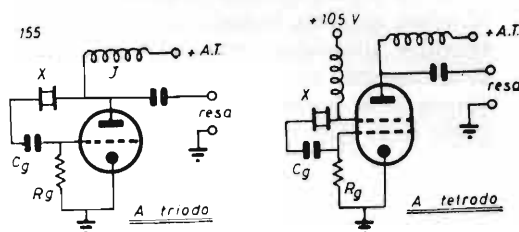



Fig. 155

posti in contatto con le due facce; uno degli elettrodi viene collegato alla griglia del tubo, l'altro all'anodo o a massa. Mentre la frequenza viene mantenuta rigorosamente costante, purché la temperatura del cristallo non abbia variazioni, la potenza generata dall'oscillatore è piccola, perché altrimenti si ha la frattura del quarzo. Per questa ragione si preferisce usare i pentodi invece dei triodi, i primi infatti hanno una corrente di griglia minore e pertanto si possono avere potenze più alte senza sovraccaricare il cristallo (fig. 155).

La frequenza dipende dallo spessore della lamina; lamine tanto sottili da risuonare sopra i 30 MHz non sono realizzabili. Gli oscillatori a cristallo trovano pratica applicazione sia sui trasmettitori che nei ricevitori; spesso si incontrano oscillatori campione funzionanti a 100 o 1000 kHz le cui armoniche (anche la cinquantesima ed oltre) vengono utilizzate per individuare punti di riferimento sul quadrante di sintonia dei ricevitori.

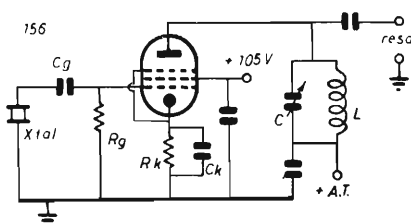



Fig. 156

Oscillatore a cristallo.

Anche gli oscillatori a cristallo seguono il « teorema dei tre punti »: secondo gli schemi impiegati, la lamina in vibrazione si comporta come una reattanza positiva o negativa.

Oscillatore Xtal a pentodo.

La somiglianza fra questo oscillatore (fig. 156) e quello di Armstrong (fig. 148) è evidente, il cristallo (Xtal) viene utilizzato in luogo del circuito risonante di griglia ed entra in risonanza comportandosi come una reattanza positiva, infatti essendo l'impedenza $+ Z_{gk}$; anche una piccola C_{ga} è in grado di creare una $- Z_{ag}$ idonea.

Cosa accade quando il circuito LC anodico viene fatto risuonare.

Quando nell'oscillatore di fig. 156 il condensatore variabile arriva al punto di risonanza con Xtal, si ha una brusca caduta della corrente anodica. La corrente risale poi, dolcemente al di là del punto di risonanza. Lo stabile funzionamento dell'oscillatore è proprio in questa zona; trattasi di frequenze un po' più alte di quella natura-

le del Xtal, in cui la lamina si comporta come una reattanza induttiva ($+Z_{gk}$).

Oscillatore E. C. O. - Electron Coupled (fig. 157).

La somiglianza fra questo oscillatore che impiega il cristallo: Xtal, come induttanza e l'ECO derivato dal Colpitt (figura 144 C) è molto evidente. In luogo di J si potrebbe impiegare un circuito risonante LC accordato su una frequenza più alta di Xtal, ma che non sia la sua seconda armonica.

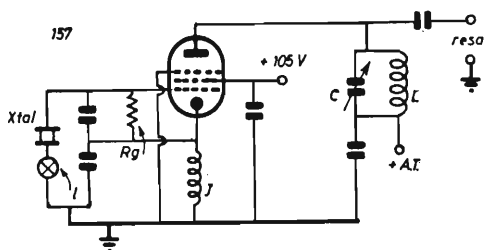



Fig. 157

Il tubo deve essere un pentodo con bassissima capacità griglia-anodo, in tal caso l'accordo del circuito LC di uscita su una armonica del cristallo, ha pochissima influenza sulla corrente circolante in esso. Se il circuito catodico è risonante, variando il condensatore e mettendo una lampadina in serie a Xtal, si può trovare il miglior compromesso fra una resa abbastanza forte e stabile, e la minor corrente in Xtal.

Il modo di vibrazione overtone.

Fino dal 1942 Mason e Fair avevano dimostrato che, neutralizzando con un sistema a ponte, le capacità del cristallo, per una frequenza corrispondente ad un multiplo dispari della fondamentale del cristallo, si potevano ottenere oscillazioni stabili sull'armonica del cristallo stesso. Lo schema base ideato dai due sperimentatori (fig. 158 A), presentava l'attraente particolarità di oscillare sulla 3.a e sulla 5.a armonica senza che fossero presenti la fondamentale e le altre armoniche.

A parte la combinazione elettrica, il cri-

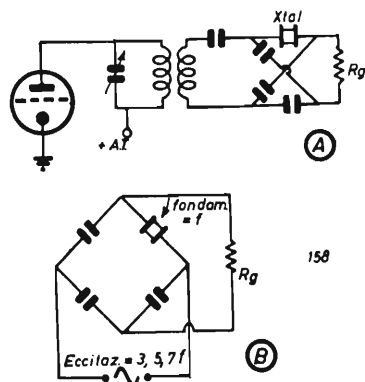



Fig. 158

stallo posto in particolari condizioni (Mason e Fair impiegavano il ponte messo in evidenza in fig. 158 B) invece di vibrare sulla fondamentale, entra in vibrazione su un suo multiplo dispari. Per comprendere il fenomeno si osservino le fig. 159 A e B: nella prima si vede il «modo» di vibrazione del cristallo, tagliato secondo gli assi AT o BT, quando la tensione eccitatrice corrisponde alla sua fondamentale: la lamina si deforma e la faccia superiore slitta in un senso, mentre quella inferiore slitta in senso opposto. Quando la polarità della tensione alternativa eccitatrice si inverte, lo slittamento delle facce avviene in senso contrario al precedente, e così via. Il numero delle inversioni dipende dal numero

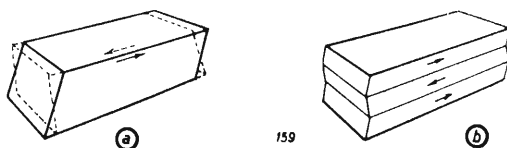



Fig. 159

dei periodi al secondo, l'ampiezza della deformazione dipende dalla tensione eccitatrice: se questa è troppo grande, la lamina si frantuma.

Nel « modo » di vibrazione overtone, la lamina si comporta come se fosse suddivisa in tante piastrine sottilissime, ciascuna delle quali ha uno slittamento relativo indipendente.

In fig. 159 B il cristallo è rappresentato suddiviso in tre parti in movimento, a questa figura corrisponde il terzo overtone.

Nel caso del quinto overtone le superfici in movimento sono cinque e per il 7°, sette; tutte le varie superfici in movimento hanno il medesimo spessore, quindi è come se la lamina venisse suddivisa in 3-5-7 fettine eguali.

Questo « modo » di vibrazione è possibile solo per le armoniche dispari, infatti se i piani in movimento fossero quattro, la polarità delle facce esterne sarebbe eguale. Invece, perché si possano avere oscillazioni persistenti, occorre che la polarità delle cariche piezoelettriche, sulle facce della lamina, siano di segno contrario.

Solo se i piani in movimento sono in numero dispari, si possono avere cariche opposte sulle facce esterne. Le lamine di cristallo destinate all'impiego overtone debbono essere accuratamente selezionate, anche il montaggio nel supporto deve essere fatto in maniera particolare, ad esempio agli elettrodi in metallo pesante sono stati preferiti quelli ottenuti mediante deposito di argento, per evaporazione, sulla lamina di quarzo. Le superfici del cristallo debbono essere levigate alla perfezione, prima che avvenga il deposito di argento; un graffio impercettibile sulla superficie, oppure una irregolarità dei piani o la loro convessità, impediscono il funzionamento overtone.

Queste limitazioni si possono spiegare facilmente. Una lamina tagliata secondo il taglio BT, per la fondamentale di 7 MHz, ha lo spessore di 0,36 mm, una irregolarità od uno sgraffio di alcuni centesimi di millimetro rappresentano una piccola percentuale dello spessore e non impediscono la vibrazione in fondamentale. Se la vibrazione avviene in 5° overtone, la lamina si suddivide in cinque piani di uguale spessore di circa 7 centesimi di mm ciascuno e

Fig. 160

una irregolarità nell'ordine di centesimi altera, considerevolmente uno dei piani esterni: la dissimmetria di uno dei 5 piani, inibisce la possibilità di vibrazione in 5.o overtone.

Con cristalli perfetti e schemi adatti, si può avere la vibrazione fino sull'undicesimo overtone.

Stabilità di frequenza degli overtone.

Gli overtone troppo « spinti » sono instabili Con Xtal da « fondamentale » si può ottenere un terzo overtone stabile.

Naturalmente per una soddisfacente stabilità occorre mantenere abbastanza stabili sia la temperatura che la tensione anodica.

La potenza di uscita non ha importanza in un oscillatore per ricevitore e questo facilita il mantenimento della stabilità che, su frequenze attorno ai 145 MHz, può essere anche di 100 Hz.

Se nei trasmettitori per il desiderio di semplificare, si cerca d'ottenere una certa potenza in uscita, si perde in stabilità.

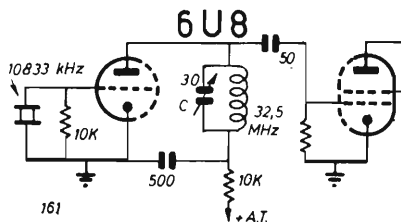



Fig. 161

Overtone con accoppiamento a partitore capacitativo.

L'oscillatore di fig. 160 viene detto comunemente di «Robert Dollar» esso presenta il vantaggio di una messa a punto più facile, in quanto l'innesco dipende dal rapporto fra le reattanze di C1 e C2: si aumenta la reazione diminuendo C1. Mentre la capacità migliore per C2 e 50 pF, C1 può essere compreso fra 300 e 1500 pF. I valori più usati sono 1000 pF con la 12AT7 e 500 pF con la 6J6.

Bobina L: 10 spire di filo 0,25 spaziale, avvolte su ∅ 10 mm, con nucleo poliferro; lunghezza di avvolgimento 5 mm, valore circa 4μH.

Overtone « pseudo Tri-Tet » (fig. 161).

Il circuito è divenuto popolarissimo per la sua semplicità: il Xtal da 10,833 MHz lavora in overtone, il circuito risonante anodico è accordato sulla frequenza overtone ≃ 32,5 MHz. Il pentodo della 6U8 è accordato a 65 MHz; segue una 6CB6 duplicatrice per i 130 MHz. L'oscillatore di questo esempio può esser impiegato come oscillatore locale di una supereterodina per i 144 MHz. La reazione dipende, come per l'Armstrong, dall'accordo anodico.

Un basso Q del circuito anodico o un errato accordo, possono far innescare le oscillazioni a 10833 kHz; l'accordo influenza, comunque, la frequenza overtone.

Un overtone in HF.

Gli oscillatori di dianzi avevano caratteristiche adatte per trasmettitori e convertitori VHF, però il modo di vibrazione overtone si può utilizzare anche per HF: il circuito di fig. 162 può essere impiegato come oscillatore locale per un convertitore destinato alle gamme 14, 21, 28 MHz.

Fig. 162

Lo schema, presentato dal Butler nel 1949, è molto elastico e in generale, dà una discreta resa fino al 7° overtone. L'oscillatore è costituito da ambedue i triodi accoppiati attraverso i catodi, però le oscillazioni sono possibili solo se il cristallo è in vibrazione.

In fig. 162, la fondamentale del quarzo è 3,5 MHz, per il convertitore si adoperano le frequenze overtone di 10,5, 17,5 e 24,5 MHz: la prima viene utilizzata per i 20 m, l'ultima per i 10 metri.

Per passare da una overtone all'altra, occorre solo agire sul commutatore che pone in parallelo ad L, compensatori di capacità decrescente al crescere della frequenza; si ottiene così, la risonanza fra 10,5 e 24,5 MHz senza sostituire la bobina e senza regolare alcun variabile.

Bobina L: 3μH, viene ottenuta avvolgendo 13 spire di filo da 1 mm spaziate su ∅ 25 mm, lunghezza avvolgimento 20 mm.

Come coprire le gamme radiantistiche con un oscillatore a cristallo.

L'idea, non nuova invero, è stata riproposta tempo addietro da W3 BWK, in un circuito relativamente semplice, mediante il quale sono sufficienti due o tre cristalli

Fig. 163

per avere l'intera e continua copertura delle bande HF.

Il principio su cui si basa l'oscillatore VXO (questo è il nome datogli da W3 BKW) è il seguente:

— nello spazio compreso fra fs e fp, frequenze di risonanza serie e parallelo, il cristallo presenta reattanza induttiva (fig. 163);

— mentre la fs è piuttosto indipendente dalle caratteristiche del circuito in cui è posto il cristallo, la fp si può spostare di di qualche kHz, a seconda della capacità posta in parallelo, quindi la zona compresa fra fs e fp non è invariabile.

Fig. 164

In pratica, la zona fra fs e fp dipende dal tipo di cristallo, ad esempio in quelli di taglio « A » — molto comuni — lo slittamento massimo della fp verso fs può essere in teoria, all'incirca eguale alla frequenza nominale della lamina, divisa 500; in pratica si può sfruttare circa 1/3 del δF max.

La fs è indipendente è vero, dal circuito esterno, ma entro certi limiti; se in serie al Xtal si pone una induttanza, le cose cambiano e la fig. 163 B, ove sono messe in evidenza le costanti concentrate V, L, Cs e Cp del cristallo, si trasforma in 163 C. L'aggiunta di L' reale, in serie, abbassa la fs e quindi permette di allargare ulteriormente lo spazio fs÷fp.

Per rendersi conto del come si svolgono i fatti, occorre ricordare che le lamine di quarzo in vibrazione, presentano una induttanza equivalente L grandissima, una capacità equivalente in serie, Cs, molto piccola, una capacità reale in parallelo Cp $\geq$ Cs ; mentre l'aggiunta di C1 in parallelo a Cp abbassa la fp, l'inserzione di L' abbassa la fs.

Se facciamo L' abbastanza grande, il df diventa maggiore, però via via che L' cresce, la stabilità dell'oscillatore a cristallo si deteriora gradualmente.

Il circuito di un pratico VXO (fig. 164).

Poichè l'uso di grandi induttanze è sconsigliabile, W3 BWK ha preferito impiegare per il cristallo Y1 uno dei più alti reperibili: 20125,5 kHz, taglio A.

Con tale cristallo e con un condensatore C1 in parallelo di 30+30 pF, facendo L' relativamente grande, si poteva ottenere un df di 400 ÷ 500 kHz; però W3 BWK ha preferito limitare la escursione a 110 kHz. Dopo l'aggiunta di L1 e C1 la frequenza generata risulta compresa fra 19.995 e 20.105 kHz. Con un overtone di 16.405 kHz si ottiene, dal mescolatore, il « battimento differenza » di 3500÷3610 kHz. Da questa frequenza per moltiplicazione viene ricavato il pilotaggio su 7, 14, 21 28 MHz. Il df è largamente sufficiente su tutte le gamme eccezion fatta per i 10 m, dove si arriva a 28,8 MHz; per andare fino a 29,6 occorre inserire nell'overtone un cristallo con fondamentale leggermente più bassa, infatti l'overtone deve generare un segnale di 16395 kHz.

Nell'oscillatore semifisso, costituito con una 6CB6 montata in circuito Pierce modificato, non si riscontra particolarità al-

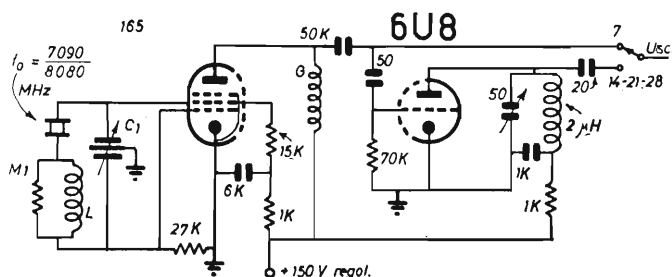



Fig. 165

cuna, il resistore da 0,1 MΩ in parallelo a L1 ha lo scopo di impedire l'insorgere di oscillazioni parassite, magnificate da L1 in risonanza con C_1.

I due oscillatori funzionano anche durante la ricezione, però il catodo del tubo mescolatore è aperto. Manipolando in A1, ovvero mettendo in cortocircuito i morsetti «tasto» in A3; si ha il pilotaggio dei successivi stadi con le frequenze di 3,5÷3,6 MHz. Il segnale dell'overtone viene introdotto nel mescolatore attraverso la capacità interna della 6U8.

Le bobine del VXO

— L1=33 spire di filo 0,8 spaziate, ∅ 20 mm; lungh. avvolg. 50 mm, nucleo rame regolabile a vite.

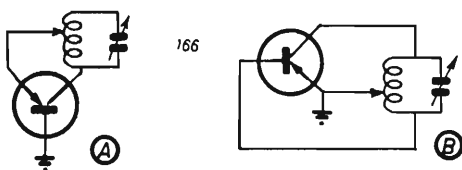



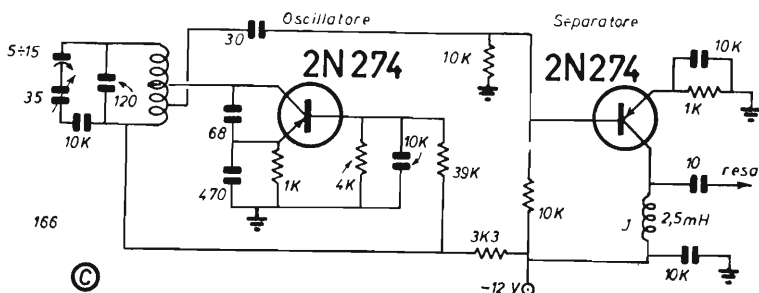
Fig. 166

— L2=22 spire filo a 0,35, spaziate 1 diametro, avvolte su ∅ 15 mm, con nucleo di poliferro.

— L3=75 spire di filo 0,2 smalt., non spaziate, su ∅ 12, con nucleo di poliferro.

Una variante con cristalli surplus (fig. 165).

Impiegando un cristallo surplus da 7090 kHz, si può ottenere un δF di circa 60 kHz, con una soddisfacente stabilità. La gamma abbracciata con la bobina impiegata, e C1 = 50 + 50 pF, va da 7010 a 7070 kHz, quindi si copre la sottobanda grafia, sui 40, 20, 15 e 10 m. Chi sia interessato alla sola fonia, potrà usare un cristallo di oltre 7100 kHz. Il maggiore δF utile, con i cristalli surplus dipende dalla loro qualità, più scadente di quelli di moderna produzione; lo slittamento di frequenza dipende infatti, moltissimo, dal processo di lavorazione e di finitura della lamina.

La stabilità di questo VXO semplificato consente, comunque, la SSB non solo sui

28 MHz (4ª armonica) ma addirittura sulla 18ª armonica di un cristallo da 8080 kHz = 144 MHz circa (il cristallo da 8080 kHz, montato in luogo di quello da 7090, dà l'emissione fondamentale a poco più di 8 MHz).

Il massimo δF si ottiene eliminando lo zoccoletto del cristallo e la relativa capacità parassita.

Il segnale di 7 MHz viene prelevato direttamente dall'oscillatore, il moltiplicatore fornisce bene la 2ª armonica: 14 MHz e la 3ª = 21 MHz. Impiegando il cristallo da 8080, si sintonizza il moltiplicatore su 24 MHz per il pilotaggio di un XMTR su 144 MHz: la gamma copribile sui 2 metri è circa 900 kHz.

La bobina L: 60 spire di filo 0,4 smaltato, non spaziate, su ∅ 12, lunghezza avv. circa 26 mm; nucleo di poliferro regolabile, all'interno del supporto. La maggior stabilità si ottiene con tutto il nucleo inserito: durante la messa a punto, trovata l'induttanza che dà il δ F voluto, togliere eventualmente, alcune spire della bobina.

Oscillatori a transistori.

Con i transistori si realizzano i classici schemi di oscillatori autoeccitati, nonché quelli a cristallo.

La differenza più rimarchevole sta nel fatto che nelle valvole la griglia ha una impedenza altissima, l'anodo, e quindi il circuito d'uscita, un'impedenza alta.

Nell'oscillatore a transistori prevale il caso inverso: la base, che rappresenta l'ingresso, ha un'impedenza molto più bassa del collettore ossia del circuito di uscita.

Il problema della stabilità è il principale, poiché la capacità interna base-emettitore è piuttosto instabile ed ha un valore intorno a 100 pF. La cosa più ovvia è shuntarla con una capacità maggiore, nel circuito. Da questa considerazione discende il fatto che la maggior parte degli oscillatori adottano il circuito Colpitt.

I FET si comportano come un tubo ed hanno eccellente stabilità, se si hanno opportuni accorgimenti.

Circuito Hartley.

Le possibilità sono due:

Fig. 166 A Base a massa.

Fig. 166 B Emettitore a massa.

In ambo i casi l'elettrodo sintonizzato è il collettore; gli schemi A e B sono di principio, è omessa la parte c.c.

In fig. 166 C è illustrato in dettaglio un VFO - Hartley con emettitore a massa, seguito da uno stadio separatore. Le costanti del circuito risonante sono per la frequenza di 13135 kHz in quanto il VFO è destinato ad un XMTR-SSB con filtro a 8275 kHz ed emissione in banda 21 MHz. Naturalmente, facendo le dovute proporzioni, la costanti possono esser modificate per variare la frequenza come nel caso di fig. 167.

Oscillatori Colpitt a transistori.

Come per lo Hartley vi sono due possibilità, illustrate nelle figg. 168 A e B. Gli

Fig. 167

Fig. 168

Fig. 169

oscillatori Colpitt e derivato Clapp, hanno una eccellente stabilità, specialmente perché le capacità dinamiche del transistore vengono poste in parallelo a grossi condensatori fissi. In fig. 169 è illustrato un circuito completo.

Oscillatore Clapp con separatore.

Come è noto il circuito Clapp deriva dal Colpitt: in figura 169 vedesi un oscillatore completo, seguito a separatore.

Esso è progettato per lavorare in un trasmettitore SSB, con uscita di base a 9 MHz, pertanto la gamma di frequenza dello oscillatore è 5÷5,5 MHz.

Impiegando una bobina da 1,4 µH, combinazione delle capacità risulta essere 724 pF a 4975 kHz e 600 pF a 5525 kHz.

Ai fini della stabilizzazione delle capacità dinamiche del transistore, in parallelo al 2N708 troviamo C_1 e C_2, grosse capacità fisse.

R3 ed R4 stabilizzano il potenziale di lavoro della base, R1 normalizza la corrente del collettore.

Sebbene i parametri di funzionamento siano stabilizzati, il 2N708, che è uno dei transistori meno sensibili alle variazioni di tensione, presenta uno slittamento di 250 Hz/volt. Se la tensione di alimentazione viene stabilizzata, si ottiene invece un ottimo comportamento, pari a ± 10 Hz per una variazione ± 10% della tensione di rete.

Quando la temperatura passa da 20° a 30° C la frequenza diminuisce di 100Hz; da 30° C a 50° C, la deriva è positiva: la frequenza sale di circa 120 Hz.

L'oscillatore, compresi i due transistori, è montato all'interno di una cassettina d'alluminio del peso di 380 g coibentata, fig. 170, che ha una costante tempo di 2½ ore (vds isolamento termico dei componenti).

Fig. 170

1 - manopola
2 - scala
3 - pannello
4 - demoltiplica
5 - giunto isolante
6 - frontalino
7 - cassetta di alluminio
8 - coibentazione

Il MOS-FET 3N128 oscillatore in circuito analogo, offre un miglioramento apprezzabile nella stabilità.

collettore e massa è circa eguale a metà della tensione d'alimentazione:

$$R_E = \frac{E}{10\ I_c} \quad ; \quad R_B = \frac{9/3\ R_g\ E}{10 \cdot I_c \cdot R_g \cdot E/3}$$

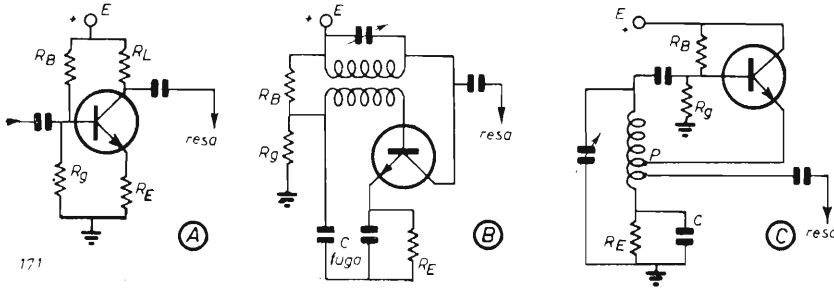



Fig. 171

Stabilizzazione dei parametri di di funzionamento negli oscillatori a transistori.

Ci richiamiamo alla stabilizzazione dell'amplificatore (fig. 171 A).

In esso si presume che I_{co} sia piccola (a temperatura ambiente).

Assumendo $R_L = \frac{E}{2\ I_c}$ la tensione fra

Negli schemi degli oscillatori:
— Meissner di fig. 171 B
— Hartley di fig. 171 C

valgono le formule di cui sopra, elaborate per gli amplificatori.

— R_g, nel Meissner è = R_{BASE} (di norma circa 100 ohm).
— R_g, nell'Hartley è = da 5 a 10 volte R_{BASE}.
— Nell'Hartley la presa P è ad 1/5 della bobina, lato massa.

Nota: negli amplificatori (fig. 171 A) $R_g = 5 \div 10\ R_{BASE}$.

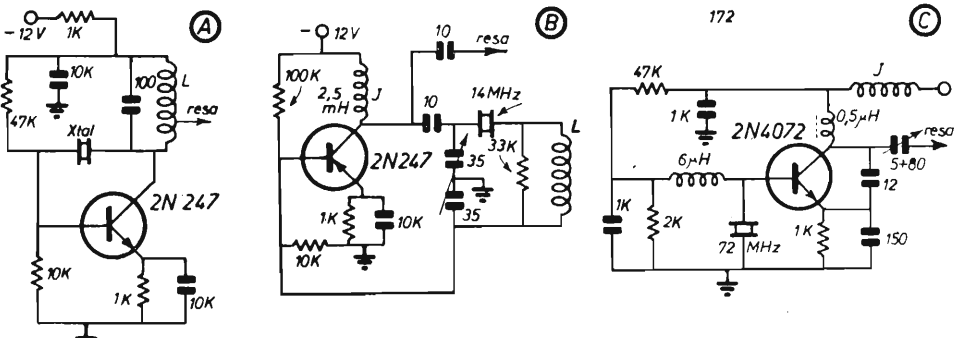



Fig. 172:
Tre schemi di oscillatori stabilizzati con cristallo.

CAPITOLO 7°

MISURE - MESSE A PUNTO - TVI

Relazioni fra lunghezza d'onda e frequenza.

La frequenza è inversamente proporzionale alla lunghezza d'onda.

La velocità della luce è una costante : 3×10^8

$$\text{lunghezza d'onda (in metri)} = \frac{3 \times 10^8}{\text{f (in Hz)}}$$

$$\text{frequenza} = \frac{3 \times 10^8}{\text{lunghezza d'onda in metri}}$$

Es. frequenza 3700 kHz; lunghezza d'onda $= \frac{3 \times 10^8}{3{,}7 \times 10^6} = \frac{300 \times 10^6}{3{,}7 \times 10^6} = 81{,}08$ metri.

Come si suddividono le onde elettromagnetiche?

La suddivisione più comune è in onde lunghe, medie, corte; onde metriche e micro-onde.

Le onde lunghe vanno dai 30.000 metri (limite degli ultrasuoni) fino ai 600 metri (pari a kHz 500).

Le onde medie, impiegate per la radio diffusione, vanno dai 600 ai 200 metri (da 500 a kHz 1500).

Le onde corte vanno dai 200 ai 10 metri (da 1,5 a 30 MHz).

Sotto il metro, si entra nel vasto campo delle microonde.

Relazione fra Hz, kHz, MHz, GHz e lunghezze d'onda.

1 kHz = 1.000 Hz: nota udibile tipo telegrafico.
10 kHz = 10.000 Hz: una fra le più alte note udibili.
100 kHz = 100.000 Hz: equivale ad una onda lunga.
1 MHz = 1.000 kHz: equivale ad una onda media.
10 MHz = 10.000 kHz: equivale ad una onda corta.
100 MHz = 100.000 kHz: equivale ad una onda metrica.
1 GHz = 1.000 MHz: equivale ad una microonda.

Semplici indicatori di RF.

1. Piccola lampada al neon tenuta in mano: avvicinando il bulbo ad un'induttore o ad un filo percorso da RF, se la potenza in gioco è di alcuni watt, si illumina.

2. Piccola lampada a filamento da 1,5 o 3 volt con terminali saldati ad una spira di corto circuito.

   Si illumina accoppiando la spira alla bobina, se la potenza RF è di qualche watt.

3. Uno strumento da 500 microampere shuntato da un condensatore da 10 KpF, e con in serie al morsetto (+) un diodo OA 150 è un sensibile rivelatore di RF. Se fra il diodo e la punta della sonda si interpone un condensatore da 500 pF - 3 kV lavoro, il rivelatore si può collegare a tutti i fili in cui deve esservi RF, anche se percorsi da c.c.

Misura di frequenze.

Il principio è comune per qualsiasi gamma di frequenze: confronto fra il segnale generato ed una sorgente nota.

Basse Frequenze.

Per le basse frequenze sono buoni riferimenti:

— Le armoniche della rete ottenute con sistemi distorcenti e filtri;

— Segnali campione trasmessi via radio o per telefono (solo in certi centri del Nord Italia);

— Relé a lamine vibranti inseriti in oscillatori.

Per la rivelazione ed il confronto, nonché il preciso conteggio, ben si presta lo oscilloscopio a raggi catodici i rapporti fino a 4 si vedono molto bene.

La frequenza di riferimento viene applicata ad una coppia deflettrice del tubo RC; il segnale generato dall'oscillatore, sull'altra coppia. In tal modo si ottengono punti certi, sul quadrante dello oscillatore. Fra un punto e l'altro si procede per inter polazione, con errori percentuali relativamente piccoli.

Alte Frequenze.

Il calibratore a cristallo da 100 kHz, fornisce marche udibili nel ricevitore, anche in gamma 30 MHz.

Il calibratore col cristallo da 1 MHz, arriva fino alla gamma 2 metri.

Per ottenere armoniche e sub-armoniche, il calibratore è seguito da 2 multivibratori, coi quali si ottengono buone «marche» intermedie ogni 10, 25 o 50 kHz. Fra due riferimenti, distanti ad es 25 kHz, la scala del ricevitore si tara con l'interpolazione, gli errori percentuali sono piccoli.

L'ondametro eterodina con oscillatore variabile da 1750 a 2000 kHz è un buon strumento, purché venga calibrato prima di ogni misura precisa, col battimento del cristallo da 1 MHz.

Misure HF e VHF approssimative si eseguono col: Dip Oscillator, Ondametro ad assorbimento, fili di Lecher.

Il Dip Meter.

Questo utilissimo, piccolo strumento si basa sul principio secondo il quale avvicinando un circuito risonante alla bobina di un oscillatore, si ha una brusca diminuzione della corrente di griglia dell'oscillatore ogni volta che il circuito accoppiato viene a risuonare sulla frequenza emessa dall'oscillatore.

La caduta della corrente di griglia devesi al fatto che il circuito accoppiato assorbe energia e quindi riduce la tensione di reazione dell'oscillatore.

Con i tubi elettronici il punto più sensibile è rappresentato dalla corrente di griglia.

Usando una mezza dozzina di bobine si coprono agevolmente le gamme da 1,5 a 200 MHz; la scala del condensatore deve essere calibrata per ogni bobina.

Gli usi di questo semplice strumento sono moltissimi: dalla ricerca di capacità parassite, che fanno risuonare le bobine o parti di circuito, alla taratura « in bianco » di tutti i circuiti di un trasmettitore o di un ricevitore, prima di dare corrente all'apparecchio. La taratura in bianco non è però, normalmente possibile su apparati a transistori.

Vi sono moltissimi Dip Meters a tubi che hanno l'inconveniente di essere poco maneggevoli, in quanto collegati alla rete per l'alimentazione, o pesanti perché contengono, nella custodia, le pile necessarie all'accensione anodica del tubo.

Lo strumento a transistori di fig. 173 è molto pratico.

Escludendo l'oscillatore, mediante un piccolo commutatore ceramico, si presta anche ai seguenti usi:

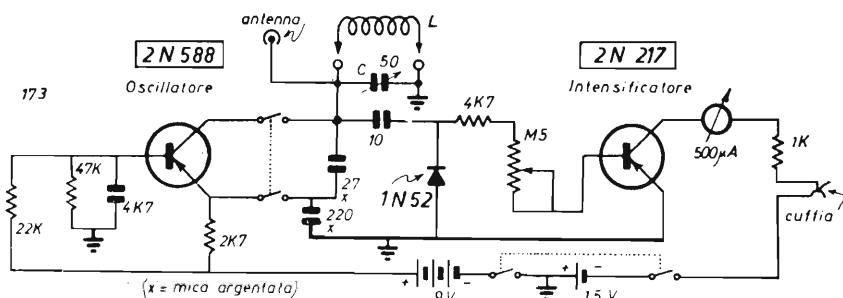



Fig. 173

— misura dell'intensità di campo RF (lettura sul microamperometro);
— monitore della fonia (cuffia);

Con l'oscillatore incluso assolve le funzioni:

— di « dip meter » (lettura sul microamperometro);
— di monitore per la grafia;

Poiché nell'oscillatore a transistori non vi è una caduta di corrente simile al dip di griglia, si ricorre ad un metodo indiretto: l'accoppiamento di una induttanza L con un circuito che assorbe RF provoca un abbassamento della corrente RF circolante internamente e quindi, s'abbassa quella rettificata dall'1N52, tale « dip » viene amplificato dall'intensificatore dello strumento. Con un FET si può realizzare il duale del Grid Dip Meter. In esso, l'assorbimento di risonanza provoca una caduta della corrente di Gate, donte la definizione « Gate Dip Meter ».

Una realizzazione pratica di grid-dip può essere ottenuta usando una cassettina parallelepipeda delle dimensioni di 13 x 6 x 6 cm e contenente pure l'alimentazione.

Bobine L di fig. 173: da 2 a 4 MHz: 90 spire filo 0,25 avvolte su cilindro Ø 19 mm lungo 25 mm,
da 4 a 8 MHz: 72 spire filo 0,3 avvolte su cilindro Ø 19 mm lungo 25 mm,
da 7,5 a 15 MHz: 43 spire filo 0,5 avvolte su cilindro Ø 12 mm,
da 12 a 25 MHz: 17 spire filo 0,5 avvolte su cilindro Ø 12 mm,
da 25 a 50 MHz: 7 spire filo 0,5 avvolte su cilindro Ø 12 mm.

La taratura della scala del condensatore C si effettua accoppiando la L al circuito di ingresso di un ricevitore professionale.

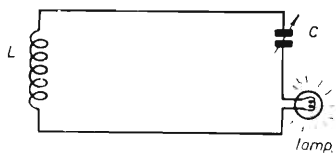



Fig. 174

Misura della frequenza di emissione.

Lo strumento di misura della frequenza deve essere indipendente dal trasmettitore.

Il frequenziometro deve avere una precisione pari allo 0,025% ossia il massimo errore ammesso a 7 MHz è pari a 1750 Hz.

Si raccomanda all'uopo, un calibratore a cristallo, con divisore di frequenza, per i battimenti di 100 kHz e di 10 kHz.

A che cosa serve un ondametro.

Come la parola stessa sta ad indicare, tale apparecchio serve a misurare la lunghezza d'onda, ossia la frequenza.

Gli impieghi più comuni degli ondametri sono: misurare la frequenza di risonanza di un circuito percorso da corrente R.F. (ad esempio di un amplificatore o di un duplicatore); **misurare la frequenza** generata da armoniche o spurie in un trasmettitore; misurare la frequenza su cui è sintonizzato un ricevitore a reazione.

Le operazioni di cui sopra si possono effettuare con un ondametro ad assorbimento (fig. 174). Per misurazioni più accurate e per la verifica della frequenza di ricezione di un ricevitore supereterodina, sono necessari ondametri ad eterodina.

Per le frequenze ultraelevate si impiegano i fili di Lecher e cavità.

Che cos'è un ondametro ad eterodina?

Un'ondametro ad eterodina è costituito da un'oscillatore ad alta frequenza, molto stabile, opportunamente tarato, da un mescolatore, e da una BF.

Di solito, per le verifiche di taratura vi è un cristallo di quarzo della frequenza di 1000 kHz o da 100 kHz, che viene incluso a piacere. Questo ondametro è corredato di un'innesto per cuffia. Inserendo il cristallo; nella cuffia, per determinate posizioni della manopola di sintonia, si ode un suono dovuto al battimento tra la frequen-

za dell'oscillatore ed una delle armoniche del cristallo.

Escludendo l'oscillatore a cristallo, ed accoppiando l'ondametro ad un trasmettitore, si ode nella cuffia il battimento prodotto dalla frequenza del trasmettitore e quella generata dall'oscillatore.

E' così possibile eseguire con maggiore accuratezza, tutte quelle misure effettuabili con l'ondametro ad assorbimento.

Per la verifica della frequenza dei ricevitori, si accoppia l'ondametro all'antenna dell'apparato ricevente, e, se questo è del tipo a reazione, si udrà all'uscita del ricevitore la nota di battimento quando le due frequenze coincidono. Eguale procedura viene seguita nella taratura delle supereterodine per la ricezione di segnali telegrafici. Nelle supereterodine, per la sola ricezione dei segnali telefonici, non si ode alcun suono, a meno che l'oscillatore dell'ondametro eterodina non sia modulato con una nota di bassa frequenza, inseribile a piacere, fornita da un'oscillatore B.F.

Uso degli ondametri.

Ad assorbimento.

Si accoppia L (fig. 174) ad una bobina in cui circola RF della potenza di qualche watt. Si varia C fino a che la lampada si accende. Si legge la frequenza sulla manopola di C. Per una maggiore sensibilità si sostituisca la lampada con un milliamperometro, si faccia in modo che l'accoppiamento tra L ed il circuito sia il meno stretto possibile.

A battimento o eterodina.

Nella cuffia si ascolterà il battimento udibile fra i due segnali, quando la differenza è al massimo 10 o 15 kHz. Si agisce sul condensatore variabile dell'oscillatore fino ad ottenere il « battimento zero » che denuncia la perfetta coincidenza fra le due frequenze: quella sconosciuta e quella letta sulla monopola dell'oscillatore.

Un ondametro del genere, per le sole gamme radiantistiche, richiede piccole capacità variabili, una eccellente demoltiplica ed un oscillatore molto stabile; a queste condizioni, la precisione può essere abbastanza alta per lo scopo.

Quale particolare precauzione si deve prendere usando un ondametro ad assorbimento per verificare la frequenza di un oscillatore autoeccitato?

Bisogna accoppiare i due circuiti risonanti molto lascamente, altrimenti se il coefficiente di mutua induzione è elevato, la frequenza dell'oscillatore viene notevolmente modificata.

Che cosa sono i fili di Lecher?

I fili di Lecher permettono di misurare direttamente lunghezze d'onda molto corte.

Trattasi di due fili paralleli (fig. 175), di alcuni metri di lunghezza, isolati da un lato e chiusi dall'altro, mediante una bobina che viene accoppiata al trasmettitore.

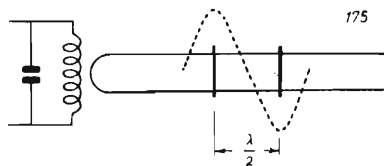



Fig. 175

Facendo scorrere un ponticello di corto circuito lungo ai fili e osservando la corrente di griglia dell'oscillatore, si vedono degli scarti nella lancetta del milliamperometro che indicano il punto di risonanza.

Segnando i punto in cui il ponticello di c.c. provoca la variazione della corrente di griglia, si può misurare la lunghezza del filo (corrispondente a mezza lunghezza d'onda).

Calibratore da 100 e 10 kHz.

Il calibratore è utile più di un frequenziometro, in quanto presenta dei punti di riferimento (o marche) ogni 10 kHz, il che permette un'eccellente controllo della sca-

la del ricevitore e dell'oscillatore pilota (VFO).

In fig. 176 A il cristallo da 100 kHz è posto fra griglia pilota e griglia schermo del tubo 6AU6, montato come oscillatore Pierce (la C_{ag} è rappresentata dalla capacità fra le due griglie); l'anodo costituisce l'elettrodo di uscita.

Con l'interruttore I_1 chiuso, si sente una marca di battimento, nel ricevitore, ogni 100 kHz. Chiudendo anche I_2, si debbono avere 10 battimenti chiari, fra due marche di 100 kHz.

Per ottenere i 10 battimenti intervallati di 10 kHz, si deve procedere alla messa a punto agendo sul potenziometro R. Questo fa variare la frequenza dell'oscillatore a rilasso, costituito dal tubo al neon, con resistenza e capacità in serie.

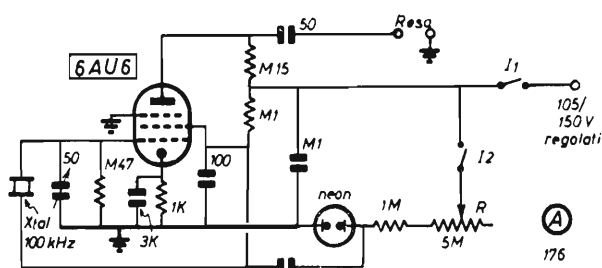



Fig. 176 A

Sebbene ogni Xtal da 100 kHz possa venir impiegato, l'A. ha ottenuto una eccellente precisione impiegando il Type Z 6A Frequency Standard della PR Crystals (7 dollari).

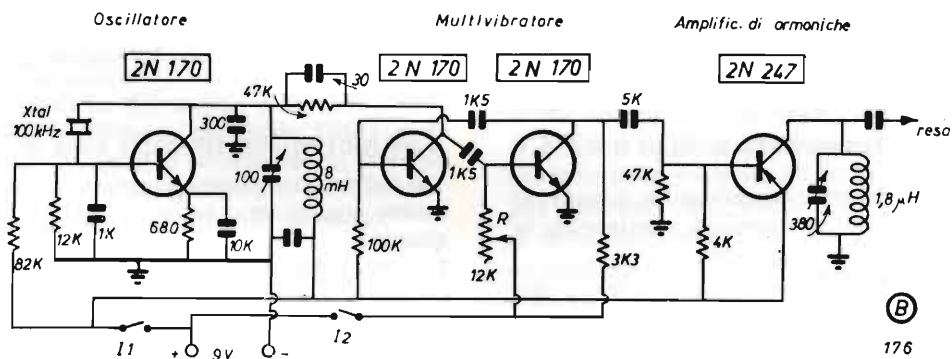



Fig. 176 B

Le oscillazioni, a dente di sega, vengono iniettate nel circuito di griglia schermo della 6AU6.

Il marcatore di fig. 176 B è transistorizzato, però dal punto di vista dell'impiego non differisce dal precedente. Gli interruttori I_2 e I_1, nonché il reostato R, hanno le medesime funzioni.

L'amplificatore di uscita esalta le armoniche più alte e rende udibili i battimenti fino a 30 MHz e oltre.

Nel vostro calibratore a cristallo volete montare un risuonatore da 3,5 MHz. Quale valore cautelativo scegliete?

Il costruttore garantisce una precisione del 0,04% della frequenza di targhetta.

Si consiglia di prendere il margine di 1 kHz, per tenere conto della deriva causata dalla temperatura e della influenza del circuito oscillatorio.

Tenuto conto di ciò, il cristallo sarà da 3503 kHz.

$$\text{Infatti: } f_x = \frac{f_L}{1 - n} + k$$

$$\text{ossia: } f_x = \frac{3500}{1 - 0{,}0004} + 1$$

$$= 3502{,}4 \text{ kHz}$$

in cui:

f_x = frequenza del cristallo
f_L = frequenza del limite di banda
n = tolleranza in decimali
k = coeffic. di temp. ecc.

Nel caso si desideri calibrare il limite superiore di banda, si invertono i segni ottenendo:

$$f_x = \frac{f_L}{1 + n} - K$$

Nel marcatore avete un cristallo da 1 MHz a 20° C, con un coefficente di temperatura negativo di 6 Hz per 1000 kHz; quale sarà la vera frequenza a 40° e a 60° C?

Il coefficente negativo si ha quando, al crescere della temperatura, corrisponde la diminuzione di frequenza.

Ad ogni grado centigrado di incremento della temperatura avremo una diminuxione di 6 Hz. A 40° C., ossia dopo venti gradi di aumento, la frequenza sarà discesa di 120 Hz, a 60°C. di 240 Hz.

Supponiamo che la temperatura si stabilizzi dopo circa un'ora a 60° C., e si utilizzi la ventottesima armonica. Il limite di banda dei 28 MHz sarà in realtà 27.993 kHz.

Il frequenziometro ha un errore del 0,75%; quale sarà il limite inferiore della banda 40 metri, in cui si può essere certi di essere entro il limite inferiore della banda?

Con 7053 kHz si è certi di essere entro la gamma.

$$\text{Infatti la formula } f_x = \frac{f_L}{1 - n} \text{ ci dice}$$

$$f_x = \frac{7000}{1 - 0{,}0075} = 7052{,}9 \text{ kHz}$$

Per trovare il limite superiore basta rovesciare il segno:

$$f_x = \frac{f_L}{1 + n}$$

Poiché il limite superiore della banda dei 40 metri è 7.100, con un tale frequenziometro non si potrà nepure essere certi di essere nel limite superiore della banda stessa, a causa della scarsa precisione dello stesso.

Voltmetro elettronico con FET.

I voltmetri elettronici presentano indiscusse superiorità su tutti gli altri in quanto:

1) non caricano il circuito in cui si effettua la misura, data l'elevatissima impedenza d'ingresso.
2) rivelano la radio frequenza, senza richiedere particolari accorgimenti.

Quello di fig. 177 conserva i pregi peculiari del tubo elettronico, grazie all'impiego di un Field Effect Transistor.

Se al punto (1) viene applicato un volt, la lancetta dello strumento deve andare a

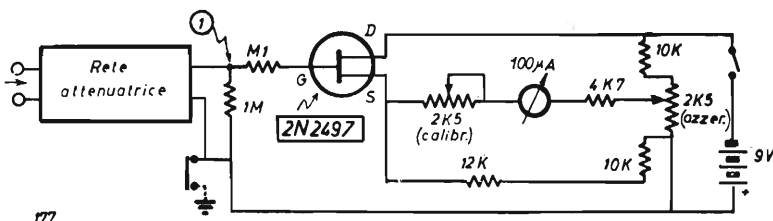



Fig. 177

fondo scala. Per tensioni maggiori di un volt occorrono reti attenuatrici.

Voltmetro RF e BF con rettificatore.

Il voltmetro di picco è costituito (figura 178 a) da un piccolo condensatore d'ingresso, dal diodo, da una resistenza che determina la sensibilità (per tensioni inferiori a quelle che può sopportare il diodo) e da un condensatore di fuga per la radio frequenza, posto in parallelo al microamperometro.

La curva di taratura è riportata in figura 178 b (curva 2), appare evidente la perdita di linearità per basse tensioni, a causa del potenziale di contatto del diodo (0,2 V per il germanio e 0,6 V per i diodi al silicio).

L'aggiunta di un diodo uguale, in serie allo strumento, migliora la risposta (curva 1).

In più, lo schema di fig. 178 c presenta il vantaggio di conseguire la compensazione di temperatura (se i due diodi sono eguali). Infatti lo slittamento di lettura a causa del coefficiente del diodo 1N994 è di — 2 mV/°C però, il secondo diodo in serie a S, tende a compensare lo slittamento causato dal rettificatore in parallelo.

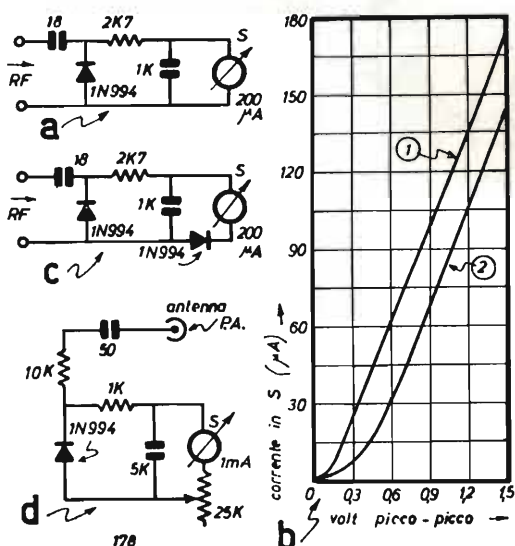



Fig. 178

Il sistema rivela tensioni picco-picco fino a 300 MHz e oltre, come pure tensioni B.F.

Per facilitare l'accordo del volano del PA si impiega il circuito di fig. 178 d, ma provvisto di resistenza a monte del rettificatore, proporzionata alla tensione di radio frequenza in gioco. Il condensatore C deve essere isolato per una tensione almeno cinque volte superiore a quella anodica del PA.

Ricerca delle oscillazioni parassite.

Si esegue stadio per stadio, cominciando dal finale e retrocedendo.

La ricerca di auto-oscillazioni si effettua con l'amplificatore in funzione, ma senza segnale ingresso.

Si porta il Vg_0 ad un valore tale che la corrente anodica corrisponda a quella di lavoro, quindi si cercano tutte le possibili combinazioni di accordo di griglia ed accordo di anodo, osservando se si presenta corrente di griglia, ovvero qualche fluttuazione della corrente di anodo o di griglia schermo. Utile, anche una lampadina al neon posta vicino alla bobina del volano anodico.

Una volta scoperta la presenza di oscillazioni, per un certo accordo, con l'ondametro ad assorbimento si determina la frequenza a cui esse insorgono.

Il rimedio contro le oscillazioni HF consiste nella neutralizzazione.

Le oscillazioni VHF si eliminano con piccole induttanze shuntate da resistori, collegate direttamente al terminale anodico.

Come si prevengono le oscillazioni parassite.

Le oscillazioni HF, o comunque a frequenza vicina a quella di lavoro, si prevengono con una accurata separazione fisica del circuito d'ingresso (griglia o ca-

todo) rispetto a quello d'uscita. Mettendo a massa per la RF, con efficienti condensatori di fuga, la griglia schermo.

La neutralizzazione è sempre utile, anche coi pentodi.

Come si carica il P.A.

Il carico dell'amplificatore finale (P.A.) è rappresentato dall'antenna.

Se il volano è a pi-greco, dopo la sintonia col primo condensatore, quello d'ingrasso (lato anodo), il « carico » si effettua diminuendo la capacità del secondo condensatore. Infatti, all'aumento della capacità del condensatore di uscita, corrisponde un minor accoppiamento al carico. Ovviamente, poiché la risonanza dipende dai due condensatori in serie, ad ogni modifica del condensatore di uscita, deve corrispondere un ritocco del primo condensatore, in modo da ritrovare il « dip » della corrente anodica (dip = scarto in meno, del milliamperometro anodico) ossia il minimo valore della corrente assorbita ad un dato carico.

Fattori che influiscono sulla potenza picco nell'inviluppo della modulazione.

I fattori che influiscono sul P.E.P. (Peak Envelope Power) in un trasmettitore modulato in ampiezza sono:

— per lo stadio modulato: la polarizzazione, l'eccitazione, il carico anodico;
— per il modulatore: la massima potenza erogata senza distorsione, l'adattamento del suo carico anodico all'impedenza presentata dal modulato.

La potenza picco che il modulato deve esser in grado di erogare è 4 volte la potenza della portante, quando la modulazione è al 100% ed il segnale BF è una nota sinusoidale.

P.E.P. in un trasmettitore SSB.

La potenza picco nell'inviluppo della modulazione erogata da un amplificatore RF lineare (cl. AB-B) dipende dalla massima corrente che il tubo può assorbire (per una data tensione anodica), senza dare luogo ad un'eccessiva distorsione. Quindi, più che la potenza, il fattore limitante è la distorsione.

Però la distorsione di non linearità dipende a sua volta dal carico anodico e dalla polarizzazione: maggior carico e minor potenziale negativo di griglia migliorano la linearità, ma il P.E.P. è minore. D'altra parte, con griglia meno negativa, la corrente di riposo può essere eccessiva.

Confronto fra il P.E.P. di un trasmettitore A_1 e SSB.

Nella trasmissione telegrafica morse (A_1) il P.E.P. d'ingresso è la potenza di alimentazione del finale: prodotto della tensione per la corrente anodica.

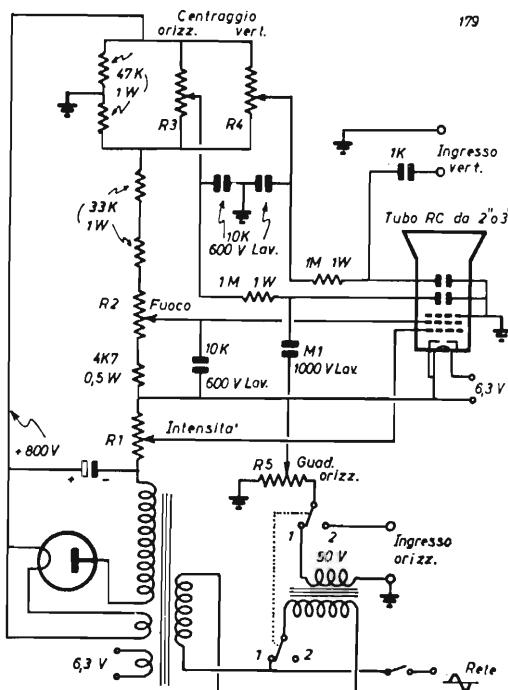



Fig. 179
Oscilloscopio per l'esame della modulazione:
C1 = 1 µF/1000 Volt lavoro; R1 = 20.000 ohm filo
R2, R3, R4 = 5000 ohm filo lineare
R5 = 250.000 ohm grafite lineare

Nella SSB la potenza picco viene assorbita solo al valore di cresta del segnale modulante (BF) e non viene indicata dal milliamperometro anodico, il quale risponde al valore medio. Il rapporto $\frac{\text{potenza picco}}{\text{potenza media}}$ durante il ciclo di modulazione, dipende dalle forme d'onda generate dalla voce.

Come regola generale, si ritiene che in un lineare classe AB la potenza picco sia 2 volte la potenza media. Quindi sotto questo punto di vista, la P.E.P. in SSB sarebbe due volte la potenza picco in telegrafia.

Tubo a raggi catodici.

L'organo fondamentale dell'oscilloscopio è il tubo a raggi catodici.

Un fascetto di elettroni, generati e focalizzati nella parte opposta allo schermo (cannone elettronico); quando colpisce il fondo di vetro fluorescente del tubo, forma un punto luminoso.

Gli schermi più in uso hanno diametro da 2 a 5 pollici.

La posizione del punto sullo schermo, dipende dalla differenza dei potenziali applicati alle placchette deflettrici: una coppia per lo spostamento verticale ed una coppia per lo spostamento orizzontale.

Due potenziometri indipendenti fanno variare la tensione continua alle coppie deflettrici, in modo da centrare il punto sullo schermo.

Mediante accoppiamento capacitivo si applicano segnali c.a. alle coppie deflettrici.

In tal modo si ottengono i tipici oscillogrammi: distorsione di un amplificatore o trasmettitore modulato in ampiezza; controllo della SSB; rapporti di frequenze.

Figure di Lissajous.

Da queste tipiche figure si deducono relazioni di ampiezza, fase, frequenza, fra due tensioni alternative applicate agli ingressi.

Oscilloscopio a raggi catodici.

Quello di figura 179 è di estrema semplicità:

— La deflessione orizzontale ottenuta dalla rete a 50 Hz va bene, nel caso di controllo di modulazione.

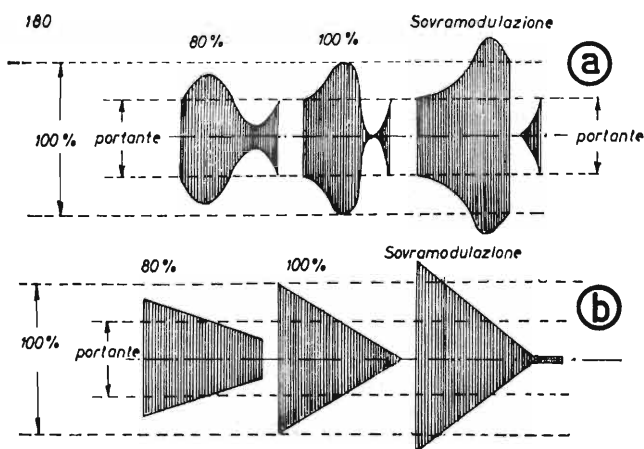



Fig. 180

Oscillogrammi ottenuti applicando la RF alle placchette deflettrici verticali del tubo a raggi catodici e:
a) La frequenza di rete alle placchette orizzontali;
b) La bassa frequenza alle placchette orizzontali.

— Per l'alta tensione, in luogo del tubo EY 86, si può impiegare una serie di diodi: la tensione del secondario è 600 V c.a.; il consumo circa 10 milliampere.

Il tubo a R.C. deve essere protetto con uno schermo ferromagnetico a forma di imbuto, saldato, ben collegato a massa.

Controllo di un amplificatore BF con l'oscilloscopio.

Si collega l'ingresso verticale dell'oscilloscopio in parallelo ai morsetti d'uscita dell'amplificatore, l'ingresso orizzontale dello strumento, si collega invece, all'entrata dell'amplificatore.

Si aggiustano i due guadagni, verticale ed orizzontale, in modo da avere deflessioni di egual ampiezza, dopo aver inserito una nota persistente nell'ingresso.

Se l'adempieza dell'amplificatore è ottima, e l'amplificatore non ha apprezzabili rotazioni di fase, la figura sullo schermo sarà una linea inclinata diritta.

Se nell'amplificatore ha luogo un certo sfasamento, la figura sarà una serie di ellissi concentriche, più o meno schiacciate.

La non linearità si presenta come curvatura della linea obliqua, ovvero ellissi irregolari.

L'oscilloscopio di fig. 179 non è idoneo a questa prova perché privo di amplificatori sui due ingressi.

Verifica della modulazione con l'oscilloscopio.

Si esegue il collegamento come in figura 181 A e si modula il trasmettitore con un segnale BF da 1 kHz, per ottenere gli oscillogrammi di figura 180 A.

La figura 180 B, si ottiene col collegamento illustrato in fig. 181 B.

L'ingresso orizzontale dell'oscilloscopio non è più pilotato dalla rete a 50 Hz, bensì è collegato al secondario del trasformatore di modulazione TM; attraverso un condensatore C ad alto isolamento (tensione del P.A.×3). E' opportuno montare permanentemente i tre componenti adattatori C, P, R di fig. 181 B, sulla morsettiera di TM,

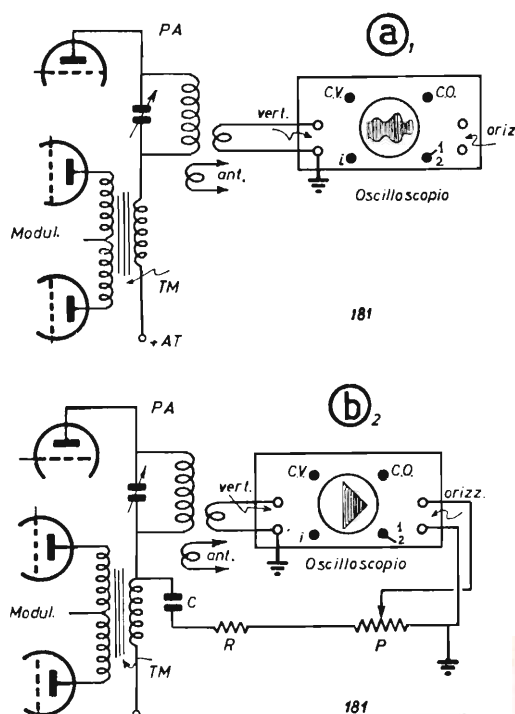



Fig. 181

Per ottenere l'oscillogramma di figura a) è sufficiente collegare un link accoppiato al volano del P.A., alle placchette verticali e mettere l'ingresso orizzontale in (1) cioè rete 50 Hz.

Per ottenere l'oscillogramma di figura b) si collega il link all'ingresso verticale. Si mette l'ingresso orizzontale in (2) cioè nell'ingresso della BF. Si collega, quindi il cursore di «P» e la massa del trasmettitore, ai morsetti ingresso orizzontale.

avendo le abituali precauzioni per l'alta tensione.

Il valore di R dipende dalla potenza erogata dal modulatore.

La tensione alternativa al secondario $E = \sqrt{W.Z}$ in cui Z = impedenza presentata dal P.A. Se la tensione anodica del P.A. è 1750 V e la corrente anodica 0,2 A; l'input è 350 W con una $Z = \frac{1750}{0,2} = 8750$ ohm. Se i watt BF sono 300, E=1600 volt.

Di norma la serie R+P = 250 KΩ ogni 150 V circa; quindi si può fare P=250 KΩ ed R=2,25 MΩ. Per R occorre fare una

serie di resistenze, al fine d'evitare l'arco fra le estremità di una sola resistenza.

$$C\ (\text{microfarad}) = \frac{0{,}04}{R + P\ (M\Omega)} =$$

$$= \frac{0{,}004}{2{,}5} = 0{,}0016\ \text{microfarad} \quad ;$$

$$C = 1600\ \text{pF/5 KV carta-olio.}$$

Emissione SSB esaminata all'oscilloscopio.

Sullo schermo del tubo RC si vedono molto bene le variazioni istantanee della tensione R.F. Se l'emissione è buona, con poca distorsione e prodotti d'intermodulazione, i guizzi del parlato sono netti e ben distinti, i picchi più alti hanno le punte leggermente arrotondate.

Per un esame del genere la frequenza di 50 Hz, per l'asse dei tempi, non è sufficiente, infatti i picchi delle componenti più alte si presentano come linee verticali.

Se l'asse dei tempi non ha frequenze maggiori, in quanto ottenuto usando la frequenza di rete, si può espandere orizzontalmente la figura ed esaminare sullo schermo solo un picco ad un gruppo di guizzi.

Ad esempio la lettera « emme » pronunciata davanti al microfono, ha la durata media di 0,1 sec.

Il comportamento del trasmettitore in presenza dei suoni originati dalla parola, è diversa da quando la modulazione è sinoidale.

Con segnale sinoidale il rapporto fra ampiezza di cresta ed ampiezza media e 2 : 1 ; col parlato invece sta fra 4 : 1 e 3 : 1 .

Questo differente comportamento dei segnali modulanti è molto importante per una corretta messa a punto; infatti se uno stadio della catena d'amplificazione satura al di sopra di un certo livello, la modulazione media deve essere inferiore. In caso contrario, i picchi di grande ampiezza, ma di breve durata, ricorrenti nel parlato, resteranno tosati.

In fig. 182 sono riprodotti oscillogrammi di forme d'onda del parlato. Il fig. 182 A il rapporto tra valore di cresta e valore medio è circa 3 : 1 . Ciò sta a significare che se sulla linea di antenna ci fosse un amperometro a bassissima inerzia, questo leggerebbe una R.F. media di 0,67 A che balzerebbe istantaneamente a 2 A nei picchi. Con un normale strumento tale lettu-

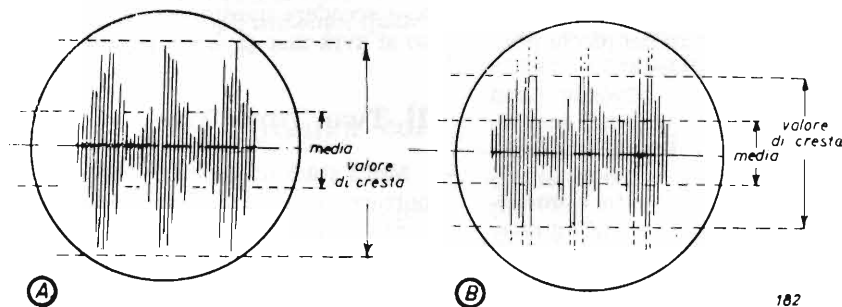



Fig. 182

Un segnale SSB visto con l'oscilloscopio:

a) Se gli amplificatori di trasmissione hanno una buona linearità, il segnale irradiato si presenta così, in questo caso le spurie sono limitate, il canale occupato stretto.

b) Se nella catena vi è un amplificatore che si satura al di sopra di una certa ampiezza, il valore di cresta è minore, perché i picchi vengono tosati. Il drastico taglio dei picchi della parola provoca sopratutto spurie, con allargamento del canale RF occupato.

ra non è possibile, perché la durata complessiva delle componenti di maggior ampiezza non supera i 20-30 millisecondi.

Se il segnale di fig. 182 A viene passato attraverso un amplificatore che si satura al di sopra di una certa ampiezza, si può presentare una situazione come quella di figura 182 B. L'ampiezza di cresta non è quella effettiva della dinamica del segnale, ma quella « consentita » dallo stadio insufficiente. Osservando tale figura, vediamo che le punte dei picchi non sono più dolcemente arrotondate, ma bruscamente tagliate.

In conseguenza di ciò, l'ampiezza della emissione resta al valore massimo per un tempo maggiore di prima, quando solo occasionali picchi raggiungevano il valore di picco. Questo sta a significare che il precedente rapporto valore di cresta/valore medio è diminuito: in fig. 182 B rileviamo graficamente 2,4 : 1 .

Allora, il solito amperometro, se al picco leggesse ancora 2 A, al valor medio segnerebbe 0,85 A.

Quindi aumentare il segnale BF oltre un certo limite, aumenta è vero, la corrente media RF in uscita, però spesso questo significa sovraccarico, se le condizioni non vengono « guardate » attraverso l'oscilloscopio.

Il sovraccarico e tosatura dei picchi porta ad intollerabili « splatters ».

Messa a punto di un lineare SSB.

Lo scopo della messa a punto è quello di ottenere la massima uscita RF ammissibile, senza appiattire i picchi dell'inviluppo di modulazione.

Per ottenere questo scopo, occorre agire sul carico anodico, sulla eccitazione RF ed eventualmente sulla polarizzazione di griglia.

Il miglior ausilio per la messa a punto è un oscilloscopio, anche semplice come quello di fig. 179.

1. - Oscilloscopio con deflessione orizzontale a 50 Hz: si aumenta il livello BF osservando i picchi. I più alti di essi devono presentarsi come in fig. 182 A, e non tosati come in fig. 182 B. Negli incrementi successivi, si cercherà un carico maggiore al quale corrisponde una maggior linearità. Non sempre conviene migliorare la linearità riducendo la polarizzazione di griglia, perché in tal modo si aumenta la corrente di riposo e quindi, la potenza da dissipare in assenza di segnale. Nel classe AB_1 l'eccitazione RF deve essere tale che non si presenti corrente di griglia, in nessun caso.

2. - Senza oscilloscopio: Si modula con una nota persistente, ovvero si reinserisce la portante, gradualmente. Si aggiustano: carico, polarizzazione, eccitazione, fino ad ottenere la massima potenza resa. Quindi, lasciando il livello BF invariato, si riduce l'eccitazione, osservando il punto in cui la corrente RF comincia a diminuire.

Queste prove vanno ripetute diverse volte, per trovare la combinazione ottima in cui:

— la resa RF è la più alta consentita dal tubo,
— una piccola riduzione dell'eccitazione provoca una evidente e consistente caduta della resa RF.

Prendere nota della corrente anodica: nei picchi di modulazione, non si dovrà mai eccedere questo valore, al di là di esso si avrà una sicura forte distorsione.

Il Two Tone Test.

Molti stadi di potenza non possono sopportare la SSB al valore di cresta (PEP) come quando si modula con un solo segnale sinoidale. Questo perché, essendo il rapporto cresta/medio 2 : 1 si supera la potenza normalmente dissipabile.

D'altra parte, una sola onda sinoidale BF, non è il miglior indice di linearità degli amplificatori, per questi motivi, il two tone test, ottenuto applicando all'ingresso due BF di frequenza diversa: solitamente 2 e 1 kHz; è il metodo preferito per la messa a punto del trasmettitore SSB.

La potenza di emissione eguaglia, in questa prova, la massima che si potrà raggiungere coi picchi del parlato.

La potenza ingresso di cresta che si raggiungerebbe con un solo segnale sinoidale Pp si deduce dalla:

$$Pp = Vao \cdot Ia \left(1{,}57 - 0{,}57 \frac{Iao}{Ia}\right) \text{ in cui}$$

Vao = potenziale anodico c.c.

Ia = corrente anodica max letta durante il two tone test

Iao = corrente anodica di riposo (in assenza di segnale)

Pp = potenza ingresso di cresta per segnale sinoidale singolo (di norma 2 volte la potenza legale).

L'oscillogramma del two tone test si presenta come una successione di doppi triangoli, ossia l'inviluppo di modulazione della RF ha un aspetto simile alla forma d'onda all'uscita di un raddrizzatore ad onda intera.

Nella messa a punto dell'amplificatore lineare si farà in modo che l'ampiezza verticale dei triangoli sia la maggiore possibile, senza l'incurvatura dei fianchi e appiattimento delle cime.

La curvatura dei fianchi, molto evidente nel punto di centro, dove le semionde si incrociano, è dovuta alla polarizzazione, lo appiattimento delle cime è dovuto alla tosatura (distorsione per saturazione. Si ha anche una specie di arrotondamento verso la cima e un leggero appiattimento, quando il pilotaggio è eccessivo.

Definizione della potenza col « two tone test ».

I sistemi di classificazione delle potenze dei trasmettitori SSB sono vari ed ambigui; il « two tone test » permette invece chiare quanto indiscutibili definizioni.

Con le due note inserite si può realmente misurare la potenza ingresso, il cui valore medio determina le prestazioni dello alimentatore.

Le definizioni inerenti la potenza col « two tone test » sono tre:

— Watt P.E.P. erogati: valore efficace della potenza corrispondente al valore massimo della R.F. in uscita;

— Watt picco in ingresso: potenza di alimentazione corrispondente al picco della corrente anodica;

— Watt ingresso indicati: potenza letta sul voltmetro e milliamperometro anodici al limite del livello max del « two tone test » ammesso dalla distorsione (o dalla legge: dato che queste misure definiscono la potenza legale).

Un doppio oscillatore per il two tone test.

I due oscillatori ,fig. 183) sono del tipo a sfasamento.

Prendendo in esame un solo oscillatore, vediamo che l'accoppiamento esterno base-collettore avviene attraverso una rete sfasatrice di tre celle RC; con esse si ottengono i 180° gradi di sfasamento necessari per la reazione positiva.

I segnali alla frequenza di 1 e di 2 kHz si mescolano nel potenziometro da 1 kΩ, questo fa variare l'uscita da pochi mV a 1 V circa.

Per un corretto funzionamento, i condensatori C debbono avere il valore indicato (non meno) e la coppia 2 N 404 dovrebbe avere uguali caratteristiche.

Distorsione e intermodulazione.

Si ha distorsione in un amplificatore, quando l'ampiezza del segnale in uscita non è proporzionale, istante per istante, al segnale ingresso.

In un lineare RF eccitato con SSB, anche se messo a punto con cura, esiste sempre una non trascurabile distorsione dovuta alla natura stessa del tubo elettronico.

Nel tubo, il flusso di elettroni dal catodo all'anodo, varia secondo la legge di Child-Langmuir. Secondo essa, la corrente anodica è data da: $K \cdot V_a^{3/2}$ ossia è una funzione della potenza 3/2, della tensione elettrodica. Poiché questa funzione non è lineare, tutti i tubi di normali caratteristiche saranno affetti da questo tipo di distorsione.

La conseguenza della non linearità è l'intermodulazione, la quale ha luogo anche negli amplificatori messi a punto nel migliore dei modi.

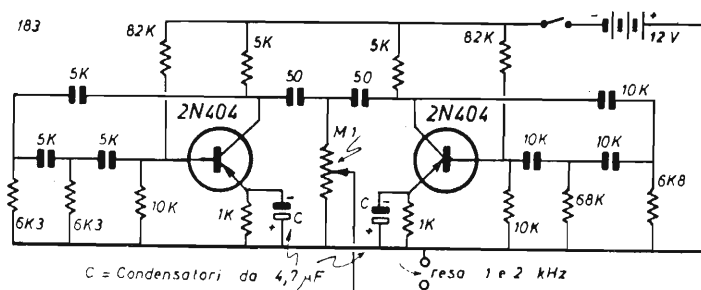



Fig. 183

Si riduce tale distorsione, aumentando la corrente di riposo, ossia avvicinandosi alle caratteristiche della classe A (la quale peraltro ha un basso rendimento). L'aggiunta della reazione negativa riduce la distorsione, ma è piuttosto difficile realizzare una stabile rete di reazione negativa in un finale-pilota di costruzione radiantistica. Lo stadio ad ingresso catodico è intrinsecamente controreazionato.

L'intermodulazione, dando luogo alla mescolazione delle varie componenti RF presenti nell'inviluppo di modulazione è causa di spurie ed armoniche: prodotti del 2°; 3° ecc...., ordine che, anche se sono — 20dB ossia 1/100 della potenza irradiata, rappresentano un disturbo (tutti sanno che 2 o 3 W RF spesso fanno molta strada).

La somma e differenza dei prodotti di ordine pari e di ordine dispari produce una « cortina » di spurie all'intorno del canale di trasmissione. In particolare, la combinazione di prodotti di ordine dispari, con armoniche pari, dà luogo a prodotti dispari.

I prodotti di ordine pari sono prodotti dalle sole armoniche pari e quindi essendo almeno il doppio della fondamentale, sono attenuati dal circuito volano. I prodotti del 3° e 5° ordine, a — 25dB, sono normali nelle emissioni radiantistiche migliori, allo stato attuale della tecnica; però sono già in commercio, seppure ad alto costo, tubi che non seguono la legge di Langmuir.

Stabilità e purezza delle emissioni.

Nelle gamme minori di 144 MHz, l'emissione delle spurie deve esser a livello così basso da non disturbare i ricevitori siano essi per radiodiffusione, TV o radiantistici; a maggior ragione le spurie non debbono disturbare i canali adiacenti ed altri servizi in HF.

Gli slittamenti di frequenza debbono essere minori del 0,05%; ciò significa che in gamma 7 MHz, lo slittamento ammesso legalmente deve essere inferiore a 3500 Hz.

Però l'emissione SSB risulta incomprensibile se lo sbandamento dello oscillatore supera i 200 Hz: un buon trasmettitore radiantistico del commercio ha meno di 100 Hz di slittamento a lungo termine, ovvero la deriva di frequenza è di 100 Hz nei primi 15 minuti di riscaldamento.

Un oscillatore autocostruito può derivare di 150 Hz in due ore e sbandare di meno di 50 Hz, per variazioni del 10% della tensione di rete.

La emissione deve essere priva di ronzio a 50 o 100 Hz.

Ascoltando la propria portante coll'oscillatore di nota, questa deve risultare in una nota pura. Non sono ammessi clicks di manipolazione, nè spurie di modulazione (splatters). L'emissione modulata in ampiezza non deve esser accompagnata da modulazione di frequenza.

Controllo del trasmettitore fonia col proprio ricevitore.

Il sistema è valido tanto per la normale modulazione a due bande, quanto per la SSB. Si distacca l'antenna dal ricevitore, si riduce la sensibilità, si mette la selettività al massimo grado disponibile, ad es 500 Hz.

Dopo aver inserito l'oscillatore F.I (di nota o BFO), mentre il trasmettitore è in funzione ed una persona parla nel microfono, si esplora lo spettro delle HF. Note di battimento che insorgono in corrispondenza dei picchi della voce di chi modula il trasmettitore, si sentiranno in molti punti, accompagnati da «clicks» e «cracs» su certe frequenze, anche lontane da quella di emissione.

INTERFERENZE ALLA TELEVISIONE

Come si presenta l'interferenza sullo schermo del televisore.

La presentazione dipende da tanti fattori quali:

— potenza dell' armonica disturbatrice, rapportata con l'intensità di campo del trasmettitore TV;
— tipo di interferenza: armonica vera e propria o sovraccarico del televisore;
— tipo di emissione: telegrafica, fonia con portante, SSB.

Nel caso che un prodotto armonico cada in un canale TV, oppure entri nella frequenza intermedia, ovvero se il battimento fra l'emissione radiantistica ed un'armonica dell'oscillatore locale del televisore entra nella media frequenza, si ha disturbo diretto. L'aspetto dell'interferenza, nel caso di telegrafia o di portante durante le pause della modulazione, è quello di un « grigliato ». A seconda delle relazioni fra immagine TV e disturbo, il grigliato può essere a trama fine, ovvero più grossolano. Quando è finissimo, una specie di graniglia, crea un disturbo che può sfuggire allo spettatore.

La modulazione di ampiezza dà luogo a righe orizzontali chiare e scure che si muovono in relazione alla cadenza di modulazione, rapportata al quadro ricevuto.

Le righe, sommandosi al grigliato, danno disegni che possono assumere l'aspetto della trama di tessuti.

Se l'interferenza è forte, l'immagine sullo schermo può diventare « negativa » ossia le parti nere divengono bianche e viceversa. Un'interferenza fortissima rende lo schermo completamente nero.

Nella SSB, compaiono solo le righe orizzontali, che variano d' intensità quando si parla nel microfono, e divengono fastidiose ad intermittenza, in corrispondenza dei picchi della voce.

Se l'interferenza è di carattere armonico, si presenta solo su certi canali e per certi accordi del trasmettitore; se invece blocca il televisore per sovraccarico, si presenta su qualsiasi canale.

In certi casi, si può avere anche l'interferenza sul canale-suono, per rettificazione diretta della RF del radiante, in uno stadio del canale suono.

Interferenze alla TV per risonanze nel trasmettitore.

La cura delle interferenze alla TV, fa parte di una letteratura specializzata, però può darsi che anche un trasmettitore costruito secondo le regole fondamentali dell'anti TVI, disturbi il canale abitualmente ricevuto.

Può darsi che l'armonica disturbatrice venga esaltata, e quindi sia abbastanza intensa da superare gli sbarramenti interposti, in quanto trova « risonanza » in un circuito.

Tali risonanze VHF sono dovute a fili di una certa lunghezza, accordati da capacità parassite. Si possono pure avere risonanze VHF in bobine, impedenze RF, condensatori di fuga.

Una volta localizzato col « dip-meter » il punto di risonanza, la cura consiste nel modificare fisicamente il circuito, sostituendo un condensatore di fuga, allungando od accorciando un filo, togliendo qualche spira ad una bobina.

TVI dovuta a modulazione esterna.

Non è affatto un caso teorico: due metalli in contatto fra loro, separati da un velo di ossido, ruggine ecc., possono diventare dei rettificatori e quindi mescolatori di segnali RF. Combinazioni del genere si trovano nelle grondaie zincate, nei raccordi del gas e del termosifone, nei supporti tubolari delle antenne TV e relativi controventi, nonché negli elementi delle antenne stesse. Queste strutture metalliche possono esser la sorgente di « modulazione incrociata » ed « intermodulazione ».

La prima descrive il processo di un segnale che si sovrappone ad un altro, la seconda si deve alla mescolazione di due frequenze, con generazione di battimenti somma e differenza.

In entrambi i casi, una delle frequenze può essere quella di un diffusore FM che crei un campo abbastanza intenso, l'altra frequenza sarà quella radiantistica. La modulazione, tramite metalli ossidati, darà luogo all'irradiazione di un battimento che, se cade nel canale TV ha intensità sufficiente per creare il disturbo, quando il radiante è « in aria ».

La cura consiste nel trovare la causa e rimuoverla, i filtri nella linea del televisore sono inefficaci.

Quando la modulazione incrociata ha luogo nel televisore, per sovraccarico, il filtro nel ricevitore può essere un buon rimedio.

Riduzione delle armoniche irradiate.

Le 10 regole fondamentali sono:

1. Usare fili schermati e buoni condensatori by-pass.
2. Schermare accuratamente gli stadi R.F.
3. Impiegare come by-pass condensatori ceramici a disco e feed through, sui fili uscenti.
4. Limitare l'eccitazione di ogni stadio R.F. allo stretto necessario: ad es. pilota in classe AB, finale in classe C o meglio B.
5. Usare tubi a griglia schermo con alta sensibilità di potenza - con essi basta poco pilotaggio.
6. Usare lo schermo di Faraday nel volano d'antenna.
7. Eliminare onde stazionarie nelle linee concentriche.
8. Mettere un circuito accordato fra trasmettitore e linea d'antenna.
9. Non impiegare antenne multibanda.
10. Non sovramodulare in A3 e non eccedere nell'eccitazione del lineare SSB.

CAPITOLO 8°

RICEZIONE E RICEVITORI

Come avviene la ricezione delle onde elettromagnetiche.

L'energia R.F. che giunge all'antenna del ricevitore sotto forma di onda elettromagnetica, induce una tensione nel circuito risonante LC. Quando il condensatore C è regolato in maniera che il circuito risonante sia sintonizzato sulla frequenza in arrivo, si ha la massima tensione ai capi di esso. Nel caso della più semplice forma di ricezione, questa tensione R.F. viene applicata ad un rivelatore ossia ad un raddrizzatore di corrente alternata, e quindi divenendo corrente continua pulsante, è in grado di azionare un ricevitore telefonico.

I rivelatori « storici » sono il diodo ed il cristallo di galena.

Quelli attuali sono:
— il diodo elettronico;
— i diodi a semiconduttore: germanio o silicio.

Che cosa è un ricevitore a reazione?

Il ricevitore a reazione nella forma più elementare, è costituito da un rivelatore, in genere un triodo od un pentodo funzionante per caratteristica di griglia. Nel circuito di placca è inserita una cuffia telefonica.

E' possibile aumentare notevolmente la sensibilità di questo tipo di ricevitore, provocando delle oscillazioni nel tubo rivelatore. Tali oscillazioni, infatti, rappresentano un ritorno di energia dal circuito anodico a quello di griglia, e tale energia serve a compensare le perdite che si hanno in questo ultimo circuito.

Per la ricezione telefonica, si ha la massima sensibilità quando la valvola non è ancora in stato oscillatorio. I segnali telegrafici vengono resi udibili facendo oscillare la valvola.

Lo stato oscillatorio può essere prodotto in varie maniere, però deve essere sempre regolabile mediante un comando graduale, che prende il nome di controllo della reazione.

Il rivelatore per caratteristica di griglia può essere seguito da una valvola amplificatrice di bassa frequenza ed allora viene siglato O.V.1.

Si aumenta la sensibilità di questo apparecchio, facendo precedere la rivelatrice da un amplificatore di alta frequenza, allora il rivelatore si chiamerà 1-V-1.

In luogo dei tubi si possono usare tran.-sistori.

Ricevitore O.V.2 a transistori.

Il rivelatore a reazione è un F.E.T. che, grazie alla sua alta impedenza d'ingresso, rispetto ai normali transistori, può entrare facilmente in oscillazione « non carica » il circuito risonante. Il circuito di retroazione è del tipo Colpitt, in luogo del Meissner, di solito usato, nei ricevitori a reazione, con tubi. Le gamme radiantistiche sono allargate dal condensatore di sintonia C2 (fig. 184 A).

Si controlla la sensibilità, fino all'innesco delle oscillazioni, mediante i potenziometri R_1 ed R_2; in tal maniera, si varia il potenziale applicato al «source» del F.E.T.

Lo stadio rivelatore è seguito da due transistori amplificatori di B.F., il volume viene regolato mediante R_3.

Il condensatore variabile ad aria C_1 serve a modificare l'accoppiamento d'antenna ed evitare il blocco del ricevitore, in presenza di segnali forti.

Ls bobine sono 5, all'interno di ciascuna sono posti i condensatori C_3 e C_4. Esse sono avvolte sopra supporti cilindrici di 25 mm diametro (fig. 184 B).

I supporti recano uno zoccolo a 5 spine.

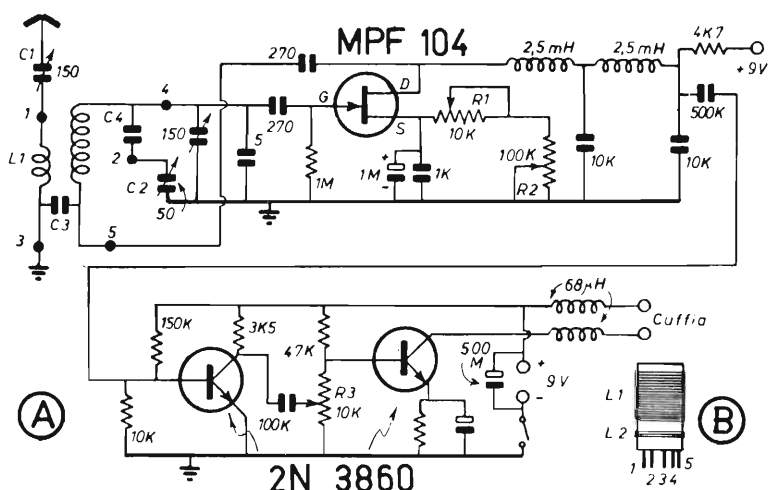



Fig. 184

Gamma 2,5-5,5 MHz: $L_1 = 3{,}5$ spire; $L_2 = 35$ spire, filo 0,5 smaltato

$C_3 = 1300$ pF spire spaziate di un diametro di filo

$C_4 = 68$ pF distanza tra la fine di L_1 e l'inizio di L_2: 15 mm

Gamma 5-10 MHz: $L_1 = 2{,}5$ spire; $L_2 = 18$ spire, filo 0,8 smaltato

$C_3 = 680$ pF spire spaziate di un diametro di filo

$C_4 = 22$ pF distanza fra L_1 ed L_2: 15 mm

Gamma 9,5-18 MHz: $L_1 = 2{,}5$ spire; $L_2 = 9$ spire, filo 0,8 sm.

$C_3 = 220$ pF spire distanziate di un diametro

$C_4 = 12$ pF distanza fra L_1 ed L_2: 15 mm

Gamma 16-25 MHz: $L_1 = 2{,}5$ spire; $L_2 = 6{,}5$ spire, filo 0,8 sm.

$C_3 = 100$ pF distanza fra L_1 ed L_2: 15 mm

$C_4 = 12$ pF spire distanziate di un diametro

Gamma 20-30 MHz: $L_1 = 2{,}5$ spire; $L_2 = 5$ spire, filo 0,8 sm.

$C_3 = 68$ pF distanza fra L_1 ed L_2: 15 mm

$C_4 = 18$ pF distanza fra L_1 ed L_2: 15 mm

Il ricevitore superrigenerativo.

Trattasi di un particolare rivelatore a retroazione in cui il tubo (triodo o pentodo) viene mantenuto in permanente stato oscillatorio ad una frequenza ultrasonica, che va dai 20 ai 200 kHz.

Lo stato oscillatorio rende sensibilissimo il ricevitore e perciò, in assenza di segnale, il rumore amplificato, dà nella cuffia, un suono simile ad uno scroscio d'acqua. Il soffio o scroscio, diminuisce in proporzione alla intensità del segnale ricevuto e scompare coi segnali forti.

Questo ricevitore irradia un notevole disturbo per un raggio di chilometri; pertanto ne è vietato l'uso.

Che cos' è un ricevitore supereterodina

La supereterodina è un ricevitore che, diversamente da quelli precedentemente descritti, non rivela direttamente il segnale captato dall'antenna.

La supereterodina consiste in genere, di un mescolatore, un oscillatore locale, un amplificatore di frequenza intermedia (F.I.), un rivelatore ed un amplificatore B.F. (fig. 185 A).

La tensione indotta nell'antenna dalle radio-onde, chiamata segnale R.F., viene applicata alla griglia controllo del tubo mescolatore; contemporaneamente l'oscillatore (che spesso è una parte del tubo mescolatore), produce una tensione R.F., la cui frequenza è leggermente diversa da quella del segnale d'arrivo.

Lo scarto di frequenza fra segnali in arrivo e segnale locale viene mantenuto per i ricevitori ad onde medie, intorno ai 500 kHz.

Nel tubo mescolatore, i due segnali si combinano e nel circuito anodico di questo, si ha una tensione risultante dalla differenza fra i due segnali.

Questa tensione, chiamata frequenza intermedia (F.I.) ha un valore che corrisponde allo scarto di frequenza dell'oscillatore (circa 500 kHz).

Il segnale F.I. viene amplificato mediante un tubo elettronico e poscia rivelato per mezzo di un diodo o di un triodo rivelatore per caratteristica di placca.

Il segnale B.F., proveniente dalla rivelazione, viene amplificato in modo da azionare una cuffia telefonica o un altoparlante.

Questo ricevitore serve per la ricezione di segnali modulati.

Com' è la supereterodina per la ricezione di segnali telegrafici?

Questo ricevitore (fig. 185 B) è uguale al precedente, ma è munito di un secondo

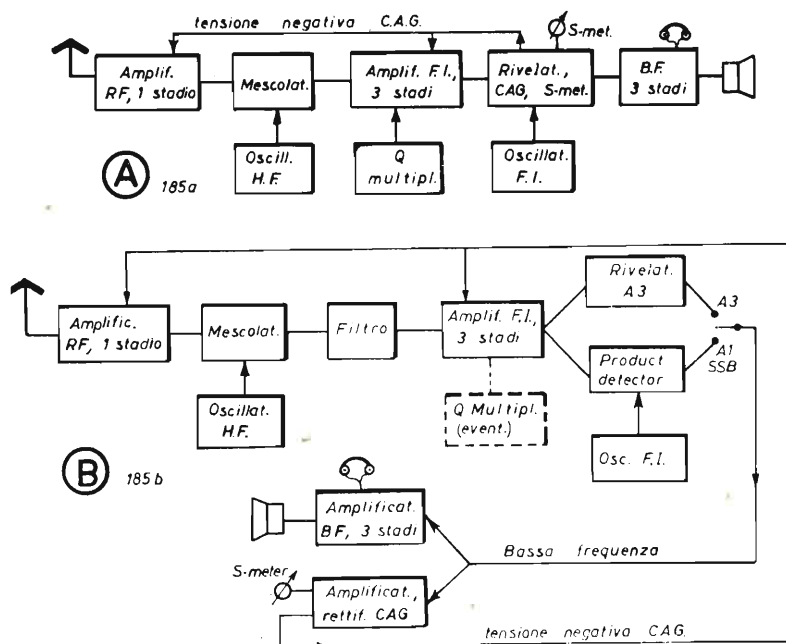



Fig. 185

oscillatore, chiamato oscillatore di nota o di battimento. Il secondo oscillatore produce una tensione avente una frequenza quasi uguale a quella della F.I. Quando segnale detto di battimento, viene applicato, unitamente al segnale F.I., al rivelatore. Il segnale B.F. risulta, così, modulato ad una frequenza che corrisponde allo scarto di frequenza tra la F.I. e la frequenza dell'oscillatore, in genere 1000 Hz.

Che cosa sono le immagini nella supereterodina?

Un semplice esempio numerico può chiarire il fenomeno delle immagini: abbiasi una F.I. di 500 kHz ed un segnale in arrivo di 14.100 kHz. L'oscillatore, in questo caso, funziona a 14.100+500=14.600 kHz.

Il circuito risonante della griglia del mescolatore accetta facilmente anche le frequenze vicine a 15.000 e in particolare anche quella di 15.100 kHz. Ora, 15.100 meno 14.600 (frequenza dell'oscillatore locale) dà come risultante 500 kHz e perciò, ove non si disponga di circuiti selettivi o di stadi amplificatori di alta frequenza, sintonizzando il ricevitore su 14.100 si può facilmente captare un segnale della frequenza di 15.100 kHz.

Tale segnale viene chiamato immagine.

I fenomeni delle immagini sono specialmente sentite in onde corte e per questo motivo i ricevitori di frequenze molto elevate hanno lo stadio F.I. che funziona non su 500 kHz, bensì su 1600 kHz, 5000 kHz, 10.000 kHz, 12.000 kHz.

Riduzione delle immagini.

Il segnale indesiderato « immagine » si attenua impiegando la massima selettività prima dello stadio convertitore, questa condizione non è però, facilmente realizzabile.

In HF ed ancor più in VHF si preferisce adottare una F.I. maggiore di 455-467 kHz. Valori generalmente adottati vanno da 1,5 a 9-12 MHz.

Responsi spurii nelle supereterodine.

All'uscita della supereterodina possono esser presenti non solo le immagini, ma anche altri segnali di frequenza molto più lontana di quella che si vuole ricevere. Si tratta in genere, di segnali forti, che entrano negli stadi R.F., sebbene questi siano sintonizzati su una frequenza molto diversa e, successivamente, vengono convertiti in F.I. con la « collaborazione » di un'armonica dell'oscillatore locale. Quest'ultimo infatti, se non ben progettato, può produrre forti armoniche della fondamentale.

Si riduce l'inconveniente con una adeguata selettività prima dello stadio convertitore, schermando accuratamente gli stadi R.F. affinché al mescolatore giungano solo i segnali captati dall'antenna e passati attraverso gli stati accordati R.F. Infine, riducendo l'eccitazione dello oscillatore, in modo da attenuare le armoniche di questo.

Anche le armoniche dell'oscillatore di battimento F.I. possono essere causa di spurie.

Utilità delle trappole.

Dicesi trappola un circuito risonante in parallelo, di Q molto elevato, posto in serie fra l'antenna e l'ingresso del ricevitore, o all'interno di esso, ad esempio fra stadi R.F. ed F.I.

La trappola viene posta in risonanza su un segnale interferente, come ad esempio una stazione locale ad 1,6 MHz che entri nella F.I. dello stesso valore.

La trappola produce ben poca attenuazione dei segnali HF o VHF che si vuole ricevere. La trappola presenta un'alta impedenza solo all'intorno della frequenza d'accordo.

Un circuito risonante in serie, posto in parallelo fra il morsetto d'antenna e la massa, è pure una trappola per la frequenza d'accordo. In questo caso, infatti, il segnale interferente viene corto-circuitato dalla bassa impedenza-serie.

Poiché l'impedenza-serie cresce rapidamente, appena ci si allontana dalla fre-

quenza d'accordo, l'attenuazione sui segnali che si desidera ricevere è relativamente lieve.

Rapporto segnale/rumore.

Questo rapporto è importantissimo nelle VHF, dove il rumore generato nei circuiti d'ingresso del ricevitore limita la intelligibilità del segnale, in quanto il rumore captato dall'antenna, alle frequenze alte è debolissimo.

Nella ricezione HF, essendo il rumore ionosferico ed atmosferico, mediamente più alto di quello del ricevitore, tale rapporto era un tempo, piuttosto trascurato, sebbene salendo altre i 14 MHz, il rumore del ricevitore, potesse in molte occasioni, sovrastare quello esterno.

Poiché nelle HF, in assenza di rumore esterno, l'apporto principale di rumore trae origine dal flusso elettronico all'interno del I° stadio amplificatore RF, appare ovvio impiegare amplificatori che diano il minimo contributo di rumore.

I vecchi tubi convertitori pentagriglia erano dei veri « generatori di rumore » che, oggidì, sarebbero insopportabili.

Nei moderni ricevitori HF il rapporto Segnale/Rumore accettabile è nell'ordine di 7 dB a 30 MHz. Questo risultato è ottenuto, in parte grazie alla curva di selettività offerta dal filtro F.I. ma, in buona parte, con l'adozione di un solo amplificatore R.F. poco rumoroso e di un mescolatore « silenzioso ». Un ricevitori poco rumoroso, dà una riproduzione limpida anche dei segnali deboli, che potevano esser confusi e resi pressoché incomprensibili da un ricevitore con più fruscio. In condizioni di propagazione particolari, sui 14 MHz, ma pressoché normali sui 21 e 28 MHz, il segnale che entra nella banda passante, sembra « emergere » da una quiete alla quale le orecchie dei vecchi OM non erano abituate.

Fonti di rumore nel ricevitore.

Nel ricevitore, le fonti principali sono dovute alla agitazione termica e discontinuità del flusso elettronico nei tubi.

1. - L'agitazione termica determina il minimo livello di rumore possibile. Questo rumore trae origine dalla temperatura dei circuiti d'ingresso: esso è prodotto infatti, dal movimento caotico degli elettroni che dà origine ad una tensione fluttuante di banda amplissima. L'amplificazione negli stadi successivi, presenta all'uscita audio, tale rumore, come un fruscio continuo. L'agitazione termica potrebbe cessare solo alla temperatura « zero assoluto ».

2. - Il rumore d'emissione dei tubi, sovrasta in molti casi, la prima fonte. Si tratta di una tensione-rumore simile alla precedente, come effetto acustico, ma causata dalla discontinuità d'emissione dei catodi (shot effect) ed anche dalla irregolare ripartizione del flusso elettronico fra gli elettrodi dei tubi plurigriglia (partition noise). Ricordiamo, in proposito, il « soffio » delle vecchie pentagriglia convertitrici; i pentodi, nel primo stadio RF, sono per lo stesso motivo, più rumorosi dei triodi.

3. - Anche i transistori, per motivi analoghi, hanno una rumorosità che in certi tipi è maggiore di quella dei tubi.

Cifra di rumore di un ricevitore.

Dipende dalla:

— agitazione termica;
— rumorosità dei tubi e dei transistori;
— corretta sintonia ed allineamento dei circuiti risonanti;
— eventuale presenza di reazione positiva negli stadi RF;
— banda passante dell'amplificatore F.I. - i valori ottimi per ottenere il miglior rapporto segnale/rumore all'uscita, sono 2,3 kHz per la fonia e 500 Hz o meno per la telegrafia A_1.

Importanza di una cifra di rumore piccola.

La comprensibilità di un segnale è tanto maggiore quanto minore il livello di rumore all'uscita del ricevitore, quindi nelle gamme oltre i 30 MHz, dove il rumore

esterno è minimo, la cifra di rumore è un dato di fondamentale importanza.

Nelle HF, la cifra di rumore è meno importante dato il livello medio del rumore atmosferico, però nelle gamme 14, 21, 28 MHz non sono infrequenti livelli di rumore atmosferico di 0,6 μV e quindi se il rumore del ricevitore è più basso, si migliora la comprensibilità di segnali deboli. Alle nostre latitudini, di giorno, sui 21 MHz si possono riscontrare livelli di rumore atmosferico di soli 0,3 μV.

Rumori esterni nel ricevitore.

Si identificano in rumore atmosferico e rumore generato da dispositivi elettrici.

1. - La sorgente più importante in HF è rappresentata dalle scariche elettriche atmosferiche, esse danno origine a segnali di banda larghissima che si propagano per via atmosferica come i segnali utili. Essi creano un sottofondo di parecchi μV, il cui livello varia con le condizioni di propagazione e la posizione geografica. In certe stagioni, il maggior contributo di rumore è dato dagli uragani tropicali.

I temporali locali creano disturbi intensi: « schiocchi e crepitii » di durata limitata.

2. - Il rumore di origine elettrica artificiale assume, specie nelle città, livelli elevati. In particolare sono notevolmente fastidiosi i rumori impulsivi dovuti all'accensione dei motori a benzina.

Cosa è la « noise modulation ».

Come abbiamo fatto rilevare prima, il rumore generato dai tubi e dai transistori è presente su uno spettro pressoché infinito (anche se con distribuzione variabile). Il segnale generato dallo oscillatore locale di conversione della supereterodina è pure accompagnato da una componente di rumore che viene introdotto nello stadio convertitore.

Inoltre, fatto ancora più grave, il rumore modula, in ampiezza ed in frequenza, l'oscillatore: le bande laterali così prodotte, hanno una ampiezza apprezzabile nella zona delle frequenze acustiche, specie se l'oscillatore è un transistore.

Infine, le componenti di rumore che distano dalla frequenza generata, del valore della F.I., producono un battimento di quest'ultima frequenza.

La « noise modulation », ossia il rumore prodotto dall'oscillatore locale alla uscita del convertitore cresce con la frequenza di lavoro.

Questo tipo di rumore modulando il segnale utile entro i limiti ammessi dal filtro, non subisce alcuna attenuazione in questo. Per la sua drastica riduzione occorre impiegare il modulatore bilanciato anche nel ricevitore.

Il modulatore bilanciato in questo caso, è simile a quello descritto per la modulazione SSB dei trasmettitori.

Si ottengono eccellenti risultati impiegando per il modulatore bilanciato del ricevitore, gli « hot carrier diodes » in luogo del normale tubo mescolatore.

Il noise limiter.

Ha lo scopo di smorzare i disturbi impulsivi, come quelli prodotti dai motori a benzina.

Il circuito limitatore interviene quando i picchi eccedono un certo livello prestabilito.

— Il limitatore-serie diviene non conduttore al di sopra di un certo livello di segnale.

— Il limitatore in parallelo conduce, e quindi corto-circuita, tutti i segnali al di sopra di un certo livello.

In entrambi i limitatori, tanto il segnale, quanto il disturbo, sono soppressi finché il picco di rumore eccede la « soglia ».

Il metodo è accettabile ed efficace in quanto ogni impulso ha la durata di pochi microsecondi e l'intervallo fra due impulsi è relativamente lungo. D'altra parte, la cancellazione ritmica del segnale, per la durata di qualche microsecondo, non altera la comprensibilità dei segnali A_1 ed SSB.

Nel caso della fonia (A_3) il noise limiter introduce una certa distorsione, che viene abbassata ad un livello tollerabile, riducendo il più possibile il guadagno RF.

Cosa sono i « birdies ».

Il nome deriva dal pigolio e fischiettamento, simile a quello degli uccelli, che si manifesta nelle supereterodine.

La diagnosi è ovvia: battimento fra segnali diversi che circolano nei diversi stadi. La ricerca delle cause non è sempre facile: insufficiente schermatura fra stadi diversi, insufficiente separazione elettrica fra gli stadi amplificatori, convertitori, oscillatori RF e FI; spurie degli oscillatori, armoniche dell'oscillatore di battimento; oscillazioni parassite per effetto di retroazione (oscillazioni tipo circuito Armstrong) negli amplificatori RF ed F.I. possono produrre « birdies ».

La modulazione incrociata.

La banda passante dei circuiti accordati R.F. può anche essere centinaia di kHz a 14 MHz, pertanto forti segnali non troppo distanti dalla frequenza di ascolto possono esser amplificati in RF e venire poi rettificati da un tubo RF o dal mescolatore. Come conseguenza, si ha che il segnale desiderato viene modulato da quello forte che interferisce. Anche variando la sintonia, quello forte, disturbatore, si ritrova in parecchi punti.

Fig. 186

L'impiego di tubi a pendenza variabile aiuta a ridurre questo inconveniente, come pure la distorsione o il « blocco » del ricevitore per sovraccarico, quando entra un segnale forte.

Un drastico miglioramento contro la modulazione incrociata si ha mantenendo alta la selettività degli stadi RF, cosa questa, difficile ad ottenere.

Il comportamento di un ricevitore rispetto ad un forte segnale interferente, è sotto certi punti di vista, più importante della sensibilità. Infatti, anche un ricevitore economico avrà abbastanza guadagno per rendere udibile il più debole segnale che riesce a sovrastare abbastanza il rumore ionosferico (in onde corte), ma neppure i segnali mediamente forti saranno intelligibili, se un locale trasmette spostato di soli 50 kHz ed il ricevitore è affetto da modulazione incrociata. Molti presunti « splatter » di stazioni SSB, non sono il risultato di una cattiva trasmissione bensì vengono «creati» dal ricevitore con la modulazione incrociata.

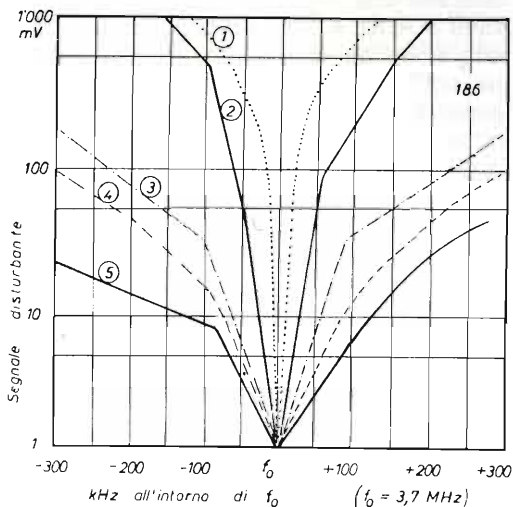
La selettività dei circuiti d'ingresso e la modulazione incrociata.

Scarsa selettività dei circuiti risonanti RF ed insufficienti caratteristiche dinamiche dei tubi o dei transistori impiegati, sono le cause della modulazione incrociata.

Adoperando moderni pentodi a pendenza variabile, preceduti da un buon circuito risonante, occorrono segnali disturbanti maggiori di 100 mV, perché si verifichi modulazione incrociata, se il segnale che si riceve, non è minore di 5 μV.

Però, la modulazione incrociata ha luogo nello stadio mescolatore, se questo non sopporta segnali forti, se il guadagno RF è apprezzabile, e se la selettività dei due circuiti risonanti che lo precedono, è bassa. In tal caso, segnali entranti nel ricevitore, ben minori di 100 mV, danno luogo all'inconveniente.

In fig. 186 sono confrontati 5 ricevitori in cui era immesso un segnale desiderato (centrato nella banda) del valore di 5 μV. Come parametro è stato preso un distur-

bo dovuto a modulazione incrociata che si presentava nell'altoparlante, con un livello —10 db, rispetto a quello del segnale desiderato. Per ottenere le curve, il segnale disturbante veniva gradualmente incrementato da 1 mV fino a 1 volt.

Come si può osservare, i risultati più scadenti si hanno con ricevitori HF economici (della classe 100 dollari) e con stadi RF e mescolatori a transistori normali.

I migliori risultati sono dati da un solo stadio RF con tubo ad ampia dinamica, seguito da un mescolatore « Beam Deflection tube » (fig. 189).

La selettività fino ai 14 MHz non è difficile da ottenere, ai 21 e 28 MHz diventa, invece, sempre più problematica, perché solo eccellenti bobine hanno Q maggiori di 100, e quindi la banda passante dei circuiti risonanti non offre sufficiente selettività.

La modulazione incrociata ed i transistori.

I transistori normali sia amplificatori RF che mescolatori, hanno una adempienza insufficiente, sia perché abbassano la selettività dei circuiti risonanti, sia perché hanno caratteristiche dinamiche molto limitate. Anche i FET, sebbene la impedenza ingresso sia alta, danno luogo a modulazione incrociata.

In proposito rileviamo che segnali di 4÷8 mV originano l'1% di modulazione incrociata nei normali transistori impiegati come convertitori a 144 MHz.

Con i FET, occorrono 100 mV applicati alla « porta » per la stessa percentuale di modulazione incrociata. Però essendo, la impedenza d'ingresso alta, i 100 mV corrispondono a 25 mV in antenna e quindi, il miglioramento effettivo rispetto ai normali transistori, sta in rapporto di 1:3 ; 1:4

Inconvenienti dei circuiti ingresso a larga banda.

La tendenza di molti OM a fare i circuiti d'ingresso a larga banda e ad usare antenne multibanda è sbagliata. La rejezione d'immagine si degrada e la modulazione incrociata è maggiore (fig. 186), quanto minore è la selettività d'ingresso. Forti stazioni fuori banda: diffusione, commerciali ecc. abbastanza lontane come frequenza, ma fortissime rispetto ai segnali radiantistici, possono sovraccaricare lo stadio RF od il mescolatore.

La via giusta per combattere tali inconvenienti è rappresentata da:

— Impiego d'antenna selettiva ed accordata;
— Adozione della massima selettività all'ingresso della RF e del mescolatore;
— Selettività F.I. quanto basta: 2,3 kHz in fonia; 500 Hz in grafia.

La doppia o tripla conversione di frequenza.

Per una adeguata rejezione delle immagini (rapporto d'immagine), unita ad una elevata selettività, secondo la tecnica di anni orsono, sembrava che la migliore soluzione potesse esser quella di convertire il segnale RF, prima in una F.I. relativamente alta, come ad es. 2,2 o 4,7 MHz; poi in una più bassa: 455 o 467 kHz, che assicurasse una eccellente selettività rispetto al canale adiacente.

In tal modo, colla prima conversione si otteneva una rejezione d'immagine superiore a 50 dB e colla seconda, una selettività al canale adiacente, abbastanza buona; con una curva che poteva avere una larghezza di banda di 2800 Hz a —6 dB, e di 10 kHz a —55 dB (per l'attenuazione della interferenza sui canali adiacenti).

Poiché l'affollamento delle gamme ed una miglior ricezione SSB, potevano richiedere qualcosa di meglio, qualcuno ricercava la selettività al canale adiacente, con la tripla conversione: terza F.I. a 50 o 100 kHz, con curve di 2,3 kHz a — 6 dB e di 3,5 kHz a —55 dB.

I principali inconvenienti della doppia o tripla conversione, a parte le complicazioni costruttive, sono rappresentati dalla quasi impossibilità di sopprimere le spurie e la presenza di molti « birdies » connessi al gran numero di battimenti spurii,

dovuti al funzionamento di tre o quattro oscillatori.

Miglioramento della selettività col Q multiplier.

La curva di selettività di un circuito risonante è tanto più appuntita quanto più alto il Q.

$Q = \frac{\omega L}{R}$; poiché R, in alta frequenza, secondo la legge di Joule, equivale alla energia dissipata, se con un qualsivoglia artificio si introduce nel circuito risonante energia RF generata all'esterno, si compensano le perdite dovute a vari motivi. In tal maniera, teoricamente si potrebbe arrivare al circuito ideale con « resistenza apparente nulla » e Q infinito. Comunque, anche se in pratica si ricorre a dei comcompromessi, col Q multiplier si rende la selettività del primo stadio F.I. indipendente dalla « bontà » della bobina.

Un moltiplicatore di Q a transistore.

Con un transistore mantenuto in stato quasi-oscillatorio, si realizza il generatore esterno al circuito F.I., che viene ad equivalere ad un elemento del circuito risonante del trasformatore F.I. « a resistenza negativa », che bilancia l'energia dissipata.

Il circuito è visibile in figura 187.

Le due bobine accoppiate induttivamente, hanno un valore di 1000 μH, il nucleo ferromagnetico consente l'accordo preliminare.

Fig. 187

Uso del Q multiplier.

Il dispositivo a transistore di fig. 187 presenta due interessanti particolarità, che lo rendono utile, specialmente nella ricezione telegrafica, anche nei ricevitori provvisti di filtro.

1. - attenuazione di segnali disturbanti molto vicini: col potenziometro P poco inserito e quindi con pochissima reazione, il circuito risonante del Q multiplier funziona da trappola ed attenua una porzione di frequenze, nella banda passante F.I. - Questo « buco » viene ristretto, agendo sulla reazione; le frequenze soppresse variano, agendo sulla sintonia del Q multiplier.

In queste condizioni, si può rendere ricevibile un segnale telegrafico fortemente interferito da una stazione vicina.

2. - Aumento di ampiezza del segnale desiderato. Il picco del segnale si ottiene aumentando la reazione (con P) fino al limite dell'innesco. Il picco non è così acuto come « il buco » ossia la banda di frequenze amplificate col picco, è più larga di quelle soppresse nell'altra condizione. Variando la sintonia del Q multiplier, si sposta il picco entro la banda passante della F.I.

Comando unico.

Per un efficiente comando unico della supereterodina, occorre che nella parte « ingresso », mescolatore incluso, gli induttori, i condensatori variabili, le capacità serie, parallelo e parassite siano eguali, in modo da assicurare la risonanza alla medesima frequenza in tutti i circuiti accordati.

Messa in passo dell'oscillatore col trimmer e padder.

Dicesi trimmer un piccolo condensatore posto in parallelo a ciascun induttore, per ogni gamma. Esso viene perciò, a trovarsi in parallelo al condensatore variabile ed il suo scopo è un aggiustaggio fine della minima capacità.

Col trimmer si allineano i circuiti d'in-

Grafico del comando unico

$$n = \frac{0{,}5\ (f_{max} + f_{min})}{FI}$$

gresso e l'oscillatore della supereterodina, dal lato frequenze alte, per ogni gamma.

Dicesi padder un condensatore di capacità relativamente grande, posto in serie al condensatore variabile dello oscillatore, per ogni gamma.

In molti ricevitori, infatti, tutte le sezioni del condensatore variabile sono eguali. Pertanto il rapporto C_{max}/C_{min} è eguale tanto per i circuiti d'ingresso, quanto per l'oscillatore. In realtà il rapporto f_{max}/f_{min} è differente, per il circuito oscillatore, rispetto all'ingresso.

Il padder inserito nell'oscillatore, consente di realizzare il comando unico mantenendo una quasi costante differenza di frequenza (pari al valore della F.I.) fra il segnale ricevuto e quello prodotto dall'oscillatore. Infatti il padder altera il rapporto C_{max}/C_{min} del variabile dello oscillatore.

Siccome dal padder dipende la max capacità effettiva, il suo accordo si esegue alle frequenze basse di ogni gamma.

Il comando unico nella supereterodina.

1) La gamma di frequenza A coperta dal condensatore variabile

$$A = \frac{f\ max}{f\ min} = \sqrt{\frac{C\ max}{C\ min}}$$

se il condensatore variabile è di 350 pF, C_{max} sarà 350 pF più la capacità in parallelo trimmer e capacità parassite; ammesso che la capacità in più sia 30 pF

$$C_{max} = 350 + 30 = 380 \text{ pF}$$

Un buon variabile non ha meno di 20 pF di residue, pertanto

$$C_{min} = 20 + 30 = 50 \text{ pF}$$

2) L'induttanza L_1 del circuito di griglia del convertitore:

$$L_1 = \frac{25330}{f^2_{max} \cdot C}$$

dove $C = C_{min}$ in pF; f = MHz.

3) Essendo noti: L_1; il valore della media frequenza FI ed il rapporto:

$$A = \frac{f_{max}}{f_{min}}$$

si impiega il grafico per trovare i valori del circuito dello oscillatore.

ESEMPIO:

Siano: C_{max} 540 pF; C_{min} 68 pF; $L_1 = 165{,}5$ μH; f_{max} 1500 kHz; f_{min} 500 kHz; A = 3; FI = 460 kHz.

a) Determinare « n »

$$n = \frac{0{,}5\,(f_{max} + f_{min})}{F.I.} = \frac{1000}{460} = 2{,}17$$

b) Trovare sul grafico l'intersezione di $n = 2{,}17$ con la curva $\frac{L_o}{L_1}$ proiettare il punto di intersezione sulla scala verticale di sinistra: si trova il numero 46 (questo valore dice che L_0 induttanza dell'oscillatore, è il 46% di L_1).

c) tornare sulla scala orizzontale, in basso al grafico, nel punto $n = 2{,}17$; salire fino ad intersecare la curva $A = 3$ della famiglia C_s/C_{max}; proiettando il punto sulla scala verticale, si trova il numero 1,1 (questo valore $= C_s/C_{max}$; definisce la capacità del condensatore fisso che va messo in serie al variabile dell'oscillatore: padder.

d) si ritorni alla base, $n = 2{,}17$; salire fino ad incontrare la curva $A = 3$ della famiglia C_p/C_{min} proiettandosi sulla scala di sinistra si trova 27 (questo valore indica che C_p trimmer, ovvero condensatore in parallelo = 27% di C_{min}).

NOTA 1

Per piccole differenze fra L_0 e L_1 invece della $\frac{L_n}{L_1}$ è meglio usare la $\frac{L_0 - L_1}{L_1}$; sia ad esempio, n = 5; salendo fino ad intersecare la $\frac{L_1 - L_0}{L_1}$ e proiettando sulla scala di sinistra si legge 30;

$$L_1 - L_0 = 30\%\ L_1;$$

$$L_0 = L_1 - 0{,}3\ L_1 = 0{,}7\ L_1$$

NOTA 2

Le capacità sono in pF; le induttanze in μH.

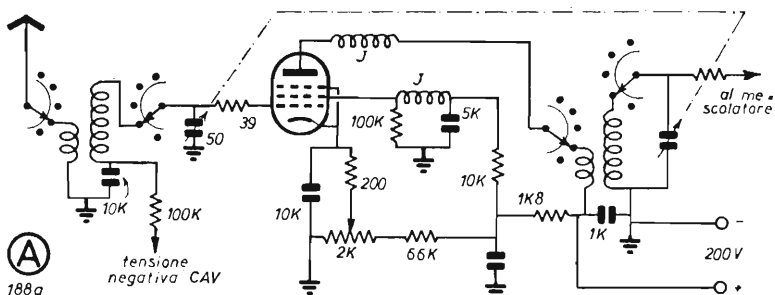



Fig. 188 A

La moderna supereterodina (fig. 185 B).

La realizzazione di filtri magnetostrittivi ed a cristallo da 5,5 o 9 MHz, con eccellente selettività al canale adiacente, ha incoraggiato il ritorno alla supereterodina ad una sola conversione. Le immagini non sono presenti, grazie alla elevata F.I.; il filtro, a sua volta, con una banda passante di 2,3 kHz a —6 dB, ha appena 3,7 kHz di larghezza a —55 dB.

La modulazione incrociata e le spurie dovute a sovraccarico dei primi stadi, sono contenute impiegando tubi RF e mescolatori in grado di sopportare segnali interferenti relativamente ampii, senza dar origine a rettificazione e conseguente mescolazione, tra le frequenze applicate all'ingresso.

Mentre gli stadi R.F. potevano essere due o tre, oggi si tende ad un solo tubo amplificatore che unisca ad un elevato guadagno, basso rumore ed una caratteristica molto lineare: tre requisiti non facilmente conciliabili in un solo tubo. Ad esempio, per quanto concerne la modulazione incrociata, una impareggiabile linearità dello stadio richiederebbe tubi aventi le caratteristiche di un triodo trasmittente, fatto funzionare in classe A.

Dopo lo stadio R.F. viene il mescolatore, in esso trova impiego il « Beam deflection tube » che, oltre al basso rumore, presenta una caratteristica di modulazione «effettivamente» lineare, inoltre ammette segnali molto ampi. Il filtro viene messo all'uscita del mescolatore, poi seguono gli stadi amplificatori F.I., generalmente non più di tre.

Lo stadio d'ingresso della supereterodina.

I circuiti d'antenna e di anodo di questo amplificatore dovrebbero avere una eccellente selettività per ridurre le immagini, le spurie da sovraccarico e la modulazione incrociata. Allo stato attuale della tecnica, una soluzione ideale è impossibile,

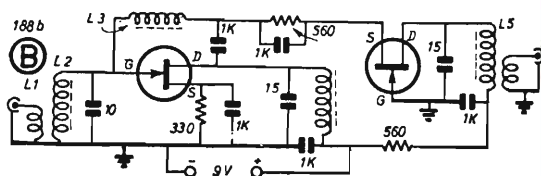



Fig. 188 B

il miglior compromesso è rappresentato dall'impiego di induttori ad aria aventi il massimo Q praticamente ottenibile, sacrificando la compattezza. Per la gamma dei 3,5 MHz e 7 MHz, si possono ottenere Q elevati con bobine toroidali. Impiegando nuclei di ferrite è possibile realizzare bobine di piccole dimensioni ed ingombro, con Q = 500.

Il pentodo a pendenza variabile, con caratteristiche di griglia lineari e basso rumore, potrà avere un guadagno da 15 a 12 dB sui 3,5 e 7 MHz; e guadagni da 8 a 6 dB, passando dai 14 ai 28 MHz.

Nello schema di fig. 188 A, le bobine ad aria hanno un diametro di 25 mm, e filo argentato 0,5 mm; esse sono racchiuse in uno schermo di adeguate dimensioni, ed hanno un Q non inferiore a 250 in ogni

gamma ognuna di esse ha in parallelo un compensatore ceramico da 2-12 pF.

J = bobine di blocco delle autooscillazioni, costituite da 24 spire di filo 0,4 smalt. avvolte su un resistore da 470.000 ohm, 0,5 W.

I semiconduttori FET, con qualche accorgimento, sostituiscono in ogni funzione, i tubi: nella fig. 188 B vedesi un amplificatore cascode con 2 FET, di soddisfacenti prestazioni. Questo amplificatore è a sintonia fissa, con banda passante di circa 2 MHz, sui 28÷30 MHz. La banda larga viene ottenuta accordando L_2, L_4, L_5 su tre frequenze diverse, entro la banda.

La neutralizzazione del primo transistore viene ottenuta con la bobina L_3.

Il secondo stadio non richiede neutralizzazione, essendo collegato col « gate » a massa. I 3 circuiti risonanti, sintonizzati a gradini, danno una caratteristica di larga banda che degrada la selettività R.F. alla curva 5 di fig. 186.

Agendo su L_3, fino alla scomparsa dei birdies e del forte fruscio, che sono indice di auto-oscillazione, si neutralizza lo stadio.

L_2 è accordata su 28,2 MHz.
L_4 è accordata su 29,6 MHz.
L_5 è accordata su 28,9 MHz.

Transistori del canale N (JFET) ad es. Motorola MPF 102.

Lo stadio mescolatore.

E' difficile pensare oggidì, ad un mescolatore per supereterodina radiantistica, migliore del « Beam Deflection Tube ».

Il segnale proveniente dallo stadio R.F. è applicato alla griglia ingresso, mentre la tensione dell'oscillatore locale va ai deflettori (fig. 189).

La conduttanza di conversione (Gm/2) è alta, come pure il guadagno di conversione; l'impedenza d'uscita va dai 15 ai 25 mila ohm.

Rispetto all'ingresso, il tubo si comporta come un amplificatore di classe A con bassissima distorsione ed è veramente lineare, il che minimizza l'insorgere di spurie da modulazione incrociata. La tolleranza ai segnali interferenti molto forti è eccezionale: non si nota apprezzabile distorsione, anche se il segnale applicato al mescolatore è di 2 μV, mentre il segnale disturbatore vicino è circa 100 mV; naturalmente, il filtro a fronte ripido segue immediatamente il mescolatore.

Il rapporto segnale/rumore è molto soddisfacente anche a 30 MHz.

Guadagno di conversione.

Per guadagno di conversione di un mescolatore si intende il rapporto fra la ten-

Fig. 189

sione del segnale F.I. misurato fra anodo e catodo, e la tensione R.F. applicata all'ingresso del tubo.

Il modulatore bilanciato e la noise modulation

Il Beam Deflection Tube dà un discreto contributo alla attenuazione della « noise modulation » prodotta dall'oscillatore locale; però, specie alle frequenze elevate, il modulatore bilanciato costituito da un ponte di 4 diodi « hot carriers » rappresenta la soluzione migliore.

In proposito occorre tener presente che, mentre una cifra di rumore del ricevitore di 6÷8 dB è ottima per i 30 MHz; a 114 MHz dove il rumore cosmico si aggira sui 2÷3 dB, una cifra di rumore più bassa consente la ricezione di segnali debolissimi, altrimenti perduti sotto la soglia del rumore del ricevitore.

Il vantaggio del modulatore bilanciato risulta evidente: in esso le componenti di rumore dell'oscillatore locale producono correnti F.I. che tendono a cancellarsi, mentre le correnti F.I., prodotte dal battimento fra segnale in arrivo e segnale locale, si sommano « in fase ».

I modulatori bilanciati realizzati con ferriti a larga banda e diodi «hot carrier» hanno prestazioni notevoli.

L'attenuazione di conversione si mantiene limitatissima fino a 500 MHz, l'isolamento fra i vari ingressi è molto alto.

Con Zo = 50 ohm, ai tre ingressi; si riscontra un isolamento fra essi non minore di 20 dB fino a 1000 MHz.

Questo significa:

— soppressione della portante di 30÷40 dB;

— drastica riduzione della noise modulation;

— soppressione del segnale dello oscillatore locale in antenna, quando (caso molto comune in VHF e UHF) il modulatore bilanciato non è preceduto da alcuno stadio amplificatore RF.

La eccezionale dinamica di questi diodi riduce poi, grandemente, la modulazione incrociata.

Oscillatore ad alta frequenza.

Deve essere stabilissimo, le armoniche generate debbono essere trascurabili.

Circa la progettazione e la costruzione, vale quanto detto al capitolo «Oscillatori».

La stabilità meccanica e la possibilità di variare la frequenza in continuità, molto dolcemente, sono requisiti fondamentali.

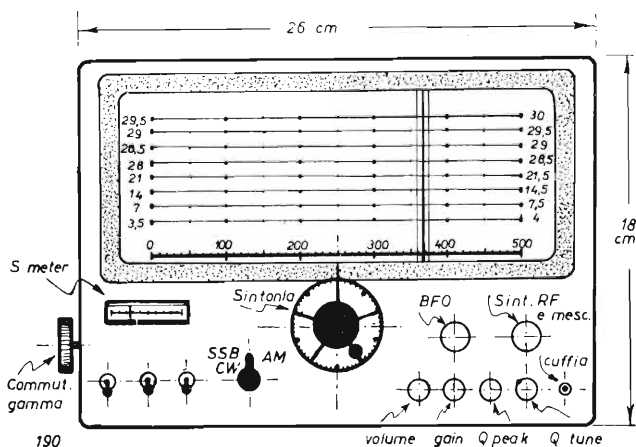



Fig. 190

Molti ricevitori radiantistici hanno comandi separati per l'accordo dell'oscillatore e la sintonia dell'amplificatore R.F. e Mescolatore.

Mentre i condensatori di questi due ultimi stadi sono in tandem, e vengono azionati con una manopola leggermente demoltiplicata, ad es. demoltiplica 3 : 1 con scala 180°; l'oscillatore deve avere una eccellente demoltiplica con scala grande.

La scala grande occupa buona parte del pannello del ricevitore, nella maggioranza dei casi essa è impiegata solo, per il condensatore dell'oscillatore (fig. 190).

Una delle migliori scale in commercio è quella prodotta dalla Eddystone, essa ha un pesante volano fissato al perno della manopola. Questo perno muove gli ingranaggi, tutti muniti di molla per il ricupero dei giuochi.

Il primo movimento fa girare un disco la cui graduazione, da zero a 99 compare attraverso una finestrella. L'albero secondario provoca anche la traslazione dell'indice sulla scala grande. La parte utile di questa scala è 7" (circa 175 mm) con 6 righe orizzontali, la più bassa porta stampigliata una numerazione da 0 a 500.

La finezza di questa demoltiplica si dimostra con un semplice esempio: sia l'indice fra 100 e 200 della scala orizzontale, mentre il disco segna 62 questo significa che ci troviamo sul punto 162 della scala. Se l'oscillatore esplora 500 kHz della gamma, ad ogni numero del disco corrisponde un kHz. Un giro del disco e quindi della manopola, corrisponde ad uno spostamento angolare del condensatore, pari a 3,27 gradi occorrono infatti 55 giri di manopola per far compiere al rotore del condensatore l'intera corsa di 180°. Un intero giro di manopola corrisponde a poco più di 9 Hz su tutte le gamme.

Filtro di frequenza intermedia.

Nella ricezione, come nei generatori SSB, il filtro a fianchi ripidi è ormai un accessorio indispensabile.

Tali filtri possono essere magnitostrittivi, a 5 o 8 cristalli, o anche, per frequenze relativamente basse, di tipo LC.

Come criterio per definire la bontà di un filtro, vale il cosidetto « Fattore di forma ».

Per fattore di forma s'intende il rapporto fra la banda passante ad un bassissimo livello, di norma —60 dB e la banda passante a —6 dB.

Così in un buon filtro a cristalli che abbia la banda passante a —6 dB = 2,3 kHz e fattore di forma 1,6; la banda passante a —60 dB sarà 3,7 kHz.

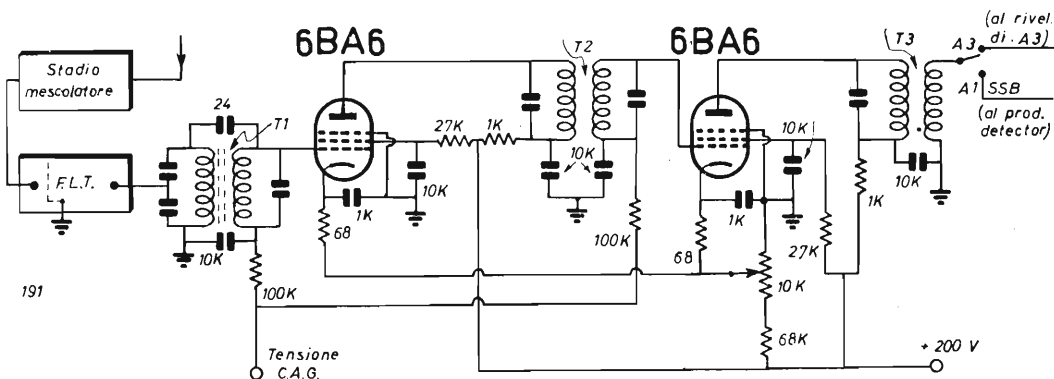



Fig. 191
Amplificatore FI a due tubi.

Scopo del « phasing » negli amplificatori FI.

Nei ricevitori privi di filtro, la selettività è affidata ai soli trasformatori F.I. Per migliorare la selettività nella ricezione di segnali telegrafici, veniva sfruttata la risonanza di una lamina di quarzo posta in serie fra due stadi amplificatori.

Per migliorare l'adempienza di questo filtro si poneva in parallelo al risonatore un piccolissimo condensatore variabile, che spostava di un piccolo ammontare, il valore della frequenza di risonanza-parallelo del cristallo. In tal maniera si poteva far coincidere il valore di tale risonanza e quindi della forte attenuazione che ne derivava, con quello di un segnale disturbatore adiacente. Il condensatore era detto « phasing », il « buco » prodotto dall'attenuazione « rejection notch ».

gnale quanto il rumore saranno amplificati egualmente ed il rapporto segnale/rumore potrà esser migliorato solo da una banda passante strettissima in F.I.

Stadi F.I.

In questo amplificatore non vi sarebbe un limite teorico, però in pratica si cerca di non superare i tre tubi. Infatti con un guadagno altissimo è difficile ottenere una stabilità assoluta: quando bastano delle frazioni di microvolt per innescare le oscillazioni, ci sarà sempre un po' di segnale uscita che, attraverso le vie più impensate, torna al primo stadio, in fase opportuna per innescare delle auto-oscillazioni. Tali forme di reazione positiva sono difficilissime a prevedere costruttivamente ed eliminare, in pratica.

Stadi B.F.

In pratica sono sufficienti due stadi; come limite, valgono le considerazioni fatte per gli stdi F.I.

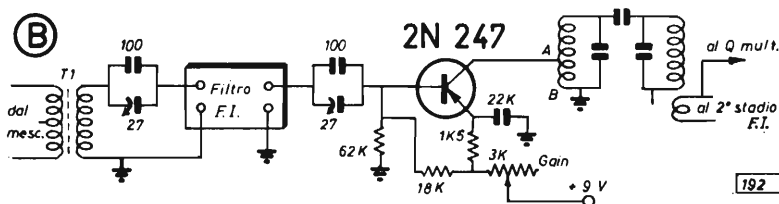



Fig. 192

Il primo dei tre stadi di un amplificatore FI a transistori; questo stadio è preceduto da filtro a fronte ripido e seguito dal Q multiplier di fig. 187.

Limite pratico del numero di stadi d'amplificazione.

Stadi RF

La tendenza è quella d'impiegare un solo tubo che sia in grado di tollerare forti segnali vicini, senza dar luogo ad intermodulazione.

D'altra parte, un forte guadagno RF non è mai desiderabile, essendo il guadagno effettivo limitato dal rapporto segnale/rumore. Infatti il più debole segnale utile è quello che sovrasta di alcuni dB il rumore di agitazione termica degli stadi d'ingresso ed il rumore proprio del tubo RF; infatti negli stadi susseguenti, tanto il se-

Rivelazione.

Col divenire della tecnica questo stadio ha subito numerosi rimaneggiamenti.

Come « rivelatore dell'inviluppo di modulazione » si impiega largamente il diodo, ovvero il triodo ad uscita catodica, che presenta un'alta impedenza d'ingresso. A valle del rivelatore la componente R.F. viene filtrata, mentre la tensione continua di ampiezza variabile, che segue l'inviluppo della modulazione, riproduce abbastanza fedelmente l'informazione contenuta nel segnale A_3 ricevuto.

Per la SSB e la A_1 si impiegano « product detectors » più o meno elaborati; la

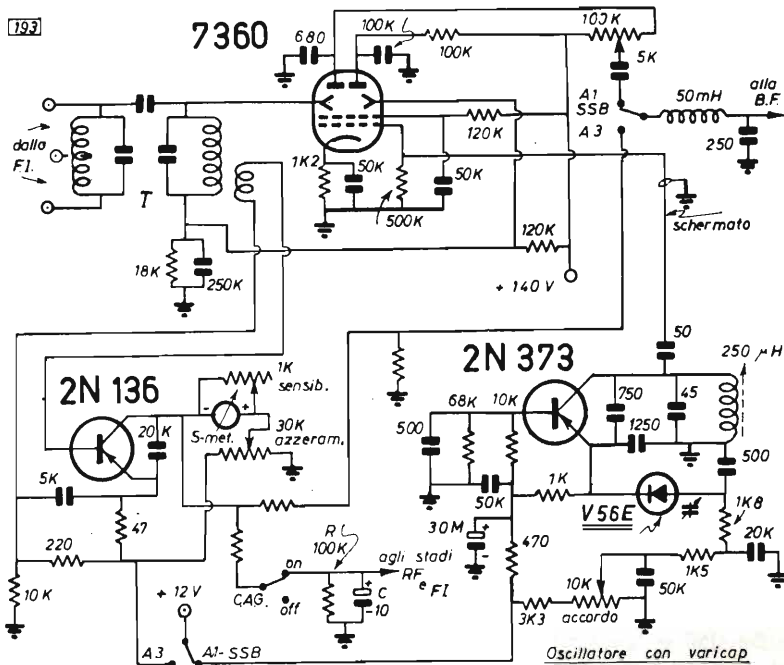



Fig. 193

resa di questo rivelatore è il prodotto della moltiplicazione di due segnali. Nel product detector il segnale ricevuto modula quello generato dall'oscillatore F.I. (portante artificiale).

Uno dei segnali risultanti è una F.I. che viene filtrata; l'altro segnale è una B.F. contenente l'informazione ricevuta.

Un buon product detector deve originare prodotti d'intermodulazione di ampiezza trascurabile.

In figura 193 vedesi uno stadio misto, in cui un transistore assolve le funzioni di rivelatore A_3; mentre il tubo 7360 viene utilizzato come product detector.

Quest'ultimo realizza uno dei migliori rivelatori SSB e telegrafia; esso dà prodotti d'intermodulazione trascurabili e inoltre, l'effetto di saturazione che limita la corrente massima ai deflettori riduce la intensità dei disturbi impulsivi: la tosatura si manifesta quando la tensione F.I. supera gli 8 V picco-picco (fig. 195).

In fig. 194 è riprodotto uno stadio con triodo rivelatore ad alta impedenza, af-

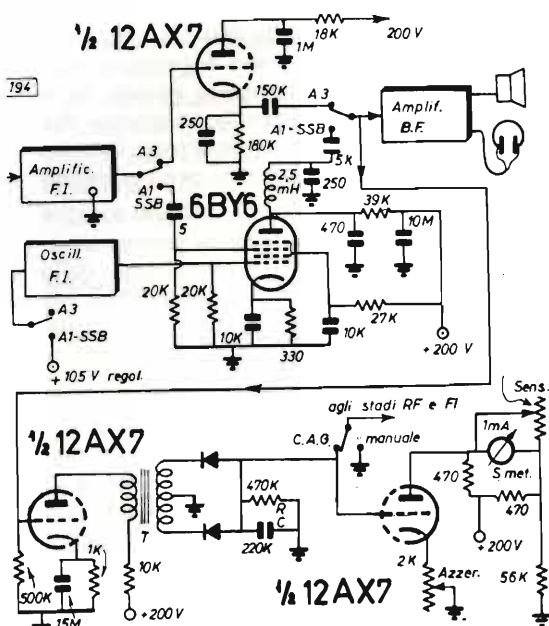



Fig. 194

fiancato ad una 6BY6, product detector per la SSB ed A_1.

Oscillatore a frequenza intermedia.

Questo oscillatore è indispensabile per la ricezione di segnali A_1 in quanto fornisce un segnale di frequenza quasi eguale alla F.I.; la differenza di questa è aggiustabile, di norma si aggira da 700 a 1000 Hz; il battimento che si produce, è una nota udibile, soltanto quando il tasto del corrispondente è abbassato.

Per la ricezione SSB, l'oscillatore deve fornire la « portante artificiale » il cui valore deve essere esattamente quello della F.I., in mancanza di questo segnale interno, non è possibile demodulare la SSB, che, come è noto, viene irradiata senza la portante.

Quello di fig. 193 è transistorizzato, la variazione di frequenza è ottenuta con un diodo varactor.

Dipendenza della sintonia dall'oscillatore F.I.

Per la ricezione della SSB, la frequenza dell'oscillatore deve esser identica a quella della portante soppressa: quindi, se la sintonia è centrata, ma la frequenza dell'oscillatore F.I. viene modificata, occorre ritoccare anche la sintonia per compensare lo spostamento.

Qualcuno trae profitto da questa interdipendenza fra sintonia e accordo dello oscillatore F.I. per la selezione fine dei segnali SSB. Con un ricevitore a filtro tale procedura è sbagliata, infatti il fronte

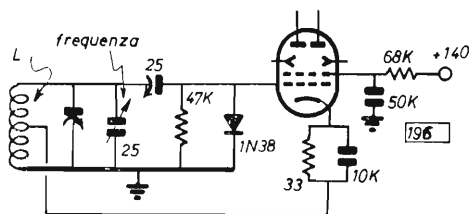



Fig. 196

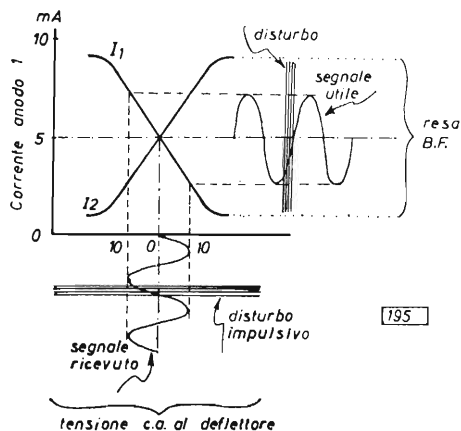



Fig. 195

ripido della ristretta banda passante, determina il canale audio minimo.

Il ritocco dell'oscillatore F.I. «porta fuori» della banda trasparente del filtro, l'inviluppo del segnale e quindi, le frequenze B.F. risultanti, vengono in parte, tagliate fuori.

E' opportuno quindi, fissare la frequenza dell'oscillatore e ricercare le stazioni con la sintonia corredata di manopola molto demoltiplicata.

Il Beam Deflection tube demodulatore-oscillatore.

La griglia del 7360 può venire utilizzata per l'autoeccitazione.

Lo schema è visibile in fig. 196; in esso il principale inconveniente è rappresentato da un lieve accoppiamento spurio fra la sezione oscillatrice e quella demodulatrice (deflettori).

Il diodo ha lo scopo di impedire alla griglia di assumere un potenziale molto prossimo allo zero, il che darebbe origine a distorsione.

Il controllo automatico del guadagno.

Si tratta di un potenziale c.c. che, coi tubi, è sempre negativo. Esso viene ottenuto dalla rettificazione del segnale F.I.

ed applicato alle griglie dei tubi a pendenza variabile, di norma uno R.F. e 2 o 3 F.I.

In tal maniera, la dinamica delle ampiezze dei segnali accettati è piuttosto ampia e quindi permette di mantenere il livello della B.F. in uscita, abbastanza ampio anche in presenza di variazioni di livello della B.F. in uscita, anche in presenza di variazioni di livello R.F. (fading). Infatti, quando il livello del segnale in arrivo è alto, la tensione C.A.G. è più alta: ad una maggiore polarizzazione dei tubi, corrisponde un minare guadagno.

Via, via che il segnale si affievolisce, cala il potenziale C.A.G. ed aumenta progressivamente l'amplificazione degli stadi pilotati.

Coi transistori, la tensione C.A.G. può avere polarità positiva o negativa, a seconda del tipo di transistore e se il potenziale influisce sulla polarizzazione di base o sulla tensione di collettore. Lo scopo è ad ogni modo lo stesso: abbassare il guadagno dello stadio, al crescere del segnale in arrivo.

La tensione C.A.G. viene direttamente od indirettamente, utilizzata anche per muovere la lancetta dello strumento, chiamato « S meter » che fornisce una indicazione relativa dell'intensità del segnale ricevuto.

Lo « S meter ».

Oltre ad essere un indicatore ottico della sintonia, fornisce una indicazione del livello del segnale in arrivo.

Di norma, ogni unità « S » rappresenta un cambiamento di livello pari a 6 dB. Ad S9 si fanno corrispondere 50 μV di R.F. applicata ai morsetti dell'ingresso del ricevitore. Naturalmente l'indicazione strumentale è corretta solo quando il comando della sensibilità manuale del ricevitore, è al massimo.

Importanza della costante di tempo nel circuito C.A.G.

Nella ricezione di segnali A_3 la costante di tempo della rete deve esser tale da livellare totalmente la componente audio della F.I. rettificata.

Infatti la tensione C.A.G. integrata, deve avere un valore medio costante, che però, segue le fluttuazioni di livello del segnale captato. La costante di tempo troppo lunga è nociva, in quanto il valore medio della tensione non segue il fading rapido, che caratterizza certe condizioni di propagazione.

Nella ricezione SSB ed A_1 i requisiti sono diversi: si richiede un rapido «attacco» per abbassare la sensibilità del ricevitore ad un livello conveniente, appena arriva il segnale del corrispondente: condizione ideale, il primo punto della prima lettera trasmessa. La scarica della capacità della rete C.A.G. deve essere però abbastanza lenta da mantenere il guadagno ad un livello costante nel ritmo della cadenza Morse o sillabica.

C.A.G. per SSB ed A_1.

Per ottenere la caratteristica di « fast attack » e « slow release » il circuito risulta relativamente più complicato, anche perché la F.I. rettificata non deve essere influenzata dal segnale costante dell'oscillatore F.I., che genera la portante artificiale.

In genere, si preleva la F.I. dallo stadio precedente la rivelazione e si amplifica separatamente.

In certi ricevitori si preferisce ricavare la tensione C.A.G. rettificando la B.F. ottenuta dal product detector; l'ampiezza della B.F. infatti, segue le fluttuazioni del segnale captato.

Ricevitore a bande selezionabili.

Il ricevitore è dotato di due oscillatori a cristallo, commutabili, per spostare la portante artificiale da un lato o dall'altro della banda passante del filtro.

Il commutatore porta le indicazioni:

LSB = Lower sideband = banda laterale inferiore.

USB = Upper sideband = banda laterale superiore.

Con esso si posiziona la portante artificiale nella giusta posizione per demodulare correttamente il segnale in arrivo.

Generalmente i segnali irradiati sono di tipo LSB negli 80 e 40 metri e USB nei 20 - 15 e 10 metri.

Uso del ricevitore a bande selezionabili per ricevere la A_3.

Le interferenze ed il fading selettivo si possono combattere con successo trattando la AM a due bande come se fosse un segnale SSB. La banda deve essere ristretta a 2,3 ÷ 2,5 kHz: nella banda passante del filtro viene centrata una delle due bande della A_3. La portante viene fatta cadere fuori della banda trasparente del filtro, questo è possibile se il filtro ha il fronte ripido. La frequenza dello oscillatore F.I. prende il posto della portante eliminata; passando da LSB a USB e centrando una delle due bande, si può ricevere meglio, quella meno interferita. Oltre che contro le interferenze, il metodo risulta vantaggioso nei riguardi del fading selettivo.

In particolari condizioni di propagazione, infatti, la rifrazione è diversa per frequenze anche lievemente differenti. In conseguenza di ciò, le relazioni di ampiezza e di fase fra le due bande laterali e la portante vengono alterate nel percorso ionosferico (fading selettivo); questa anomalia è causa di notevole distorsione della BF demodulata.

Il metodo di ricezione qui descritto permette di ridurre considerevolmente tale distorsione.

Il notch control sintonizzato sulla portane ricevuta, annulla il fischio di battimento, presente nel caso che il fronte del filtro passa-banda non sia sufficientemente ripido.

Fig. 197

Segnale SSB con portante non completamente soppressa.

Se il corrispondente ha una emissione imperfetta e la portante è più o meno presente, la BF demodulata è accompagnata da un fischio persistente. Il fischio è dovuto al battimento tra portante residua e oscillatore F.I.

Si elimina il fischio sintonizzando accuratamente il ricevitore in modo da ottenere un battimento-zero, con l'oscillatore F.I.; inoltre, con la sintonia, si fà cadere la portante residua oltre il fronte ripido del filtro. Il notch control come nel caso precedente, è un ausilio alla soppressione del fischio.

Amplificazione BF.

In genere si impiegano due stadi: uno amplificatore di tensione, l'altro di potenza. La cuffia è collegata all'uscita del primo stadio.

Amplificatore BF con filtro e limitatore d'ampiezza.

Il moltiplicatore di Q, creando il «buco» od il picco della banda passante F.I., tende a raggiungere lo scopo di selezionare più efficacemente il segnale telegrafico che si desidera ricevere, dal vicino interferente. Lo stesso scopo aveva il filtro ad un cristallo, incorporato in molti vecchi ricevitori. Un ricevitore con filtro per SSB da 3 kHz (o simili, a —6 dB), è dal punto di vista della discriminazione dei segnali telegrafici, inferiore ai vecchi, con cristallo unico. Per chi non voglia manomettere l'amplificatore F.I., con l'aggiunta del moltiplicatore di Q; una soluzione, anche più efficace, è rappresentata dal filtro in B.F. come quello rappresentato in fig. 197 B.

Un filtro del genere introduce una non trascurabile attenuazione; d'altra parte, una sola sezione non è sufficiente per ottenere la curva indicata con (BF), in figura 197 C. Da queste considerazioni deriva lo schema raffigurato in fig. 197 A. L'amplificatore con filtro è seguito da un limitatore d'ampiezza a doppio diodo, non necessario ma molto utile: senza esso, quando si esplora la banda, si rimane storditi dai segnali più forti, che entrano bruscamente. Il limitatore è seguito da uno stadio BF normale, perché dopo il filtraggio e le successive manipolazioni, il segnale ha un livello troppo basso, anche per la ricezione in cuffia.

Le bobine sono toroidali da 88 mH, esse hanno la medesima induttanza di quelle impiegate per pupinizzare i cavi telefonici, pertanto non è difficile trovarle come surplus; ogni filtro ne impiega 5, infilate su una bacchetta di materiale dielettrico plastico o ceramico. Le bobine sono fissate alla bacchetta con collante, la bacchetta è supportata, da piastre quadre di plexiglas, con foro centrale del diametro della bacchetta.

Le piastre hanno il lato di 53 mm e sono avvitate allo schermo di 55×55×120.

In fig. 197 C abbiamo il confronto fra le curve di adempienza:

(FI) curva del filtro passabanda F.I.;
(X) curva ottenuta con un cristallo in serie fra due stadi F.I.;
(BF) curva data dal circuito di fig. 197 A, col commutatore in posizione 2. Come vedesi, un eventuale segnale disturbante a 700 Hz da quello desiderato, non subisce attenuazione in F.I., ma viene abbassato di 35 dB in BF.

Come migliorare la sensibilità e la selettività di un ricevitore.

1. - L'aggiunta di un preselettore migliora la sensibilità e la rejezione dell'immagine. Il tubo od i transistori impiegati debbono però, essere a basso rumore, infatti per avere un miglioramento, non importa tanto aumentare il guadagno, quanto incrementare il rapporto segnale/rumore.

1.1 - In molti casi, non occorre aumentare il guadagno degli stadi RF, ma solo migliorare il rapporto segnale/rumore.

La sensibilità effettiva può essere allora, migliorata, sostituendo il primo tubo RF in servizio, con altro equivalente « a basso rumore ».

1.2 - Se lo stadio RF è già a basso rumore, si migliora il rapporto S/N sostituendo la converitrice convenzionale (pentagriglia, triodo-esodo e simili) con triodi o meglio, con un beam deflection tube, o con un modulatore a ponte di diodi.

2. - Si migliora la « selettività al canale, adiacente » con accorgimenti che riducono la banda passante e contemporaneamente, rendono più ripidi i fianchi della curva.

2.1 - La soluzione più elementare è l'aggiunta di uno stadio F.I., se necessario, ma sopratutto di circuiti accordati (ad es. 4 trasformatori F.I.) con piccole capacità d'accoppiamento « in testa ».

2.2 - Nei vecchi ricevitori può essere necessario sostituire tutti i trasformatori F.I., con altri aventi Q più elevato ed accoppiamento più lasco.

2.3 - Una doppia conversione, con l'aggiunta di amplificatore a più stadi da 50 o 100 kHz, rappresenta una eccellente, seppure non facile soluzione.

3. - In generale, la selettività al canale adiacente si migliora più facilmente inserendo un filtro con fattore di forma intorno ad 1,5.

Ad esempio: banda passante 2300 Hz a —6 dB e 3700 Hz a —60 dB.

Tali filtri, magnetostrittivi o a cristalli, richiedono, per compensare l'attenuazione d'inserzione, l'aggiunta di uno stadio amplificatore.

4. - La reazione, impiegata con criterio, è un ausilio alla selettività.

La reazione in RF è sconsigliabile perché se aumenta la selettività degli stadi RF, peggiora il rapporto segnale/rumore.

4.1 - La reazione in F.I. migliora la selettività ed il guadagno, ma non è stabile. Una forma di reazione stabile e facilmente dosabile è rappresentata dal Q multiplier, che funziona sul principio della retroazione positiva, ma è indipendente dall'amplificatore F.I.

4.2 - Fra i vari accorgimenti per migliorare la selettività, anche impiegando il filtro, va annoverato il « notch control » il quale aiuta a ridurre un battimento fastidioso entro la banda passante, creando una « fessura » di circa 500 Hz in cui il guadagno cade da 20 a 50 dB.

Il Q multiplier può venir predisposto per funzionare come notch filter.

CAPITOLO 9°

ALIMENTATORI

Che cosa è un alimentatore?

L'alimentatore è un complesso avente il compito di fornire le tensioni necessarie al funzionamento delle diverse valvole di un apparato. Nel caso più comune, l'alimentatore è costituito da un trasformatore, da un raddrizzatore e da un filtro di livellamento (fig. 198 A).

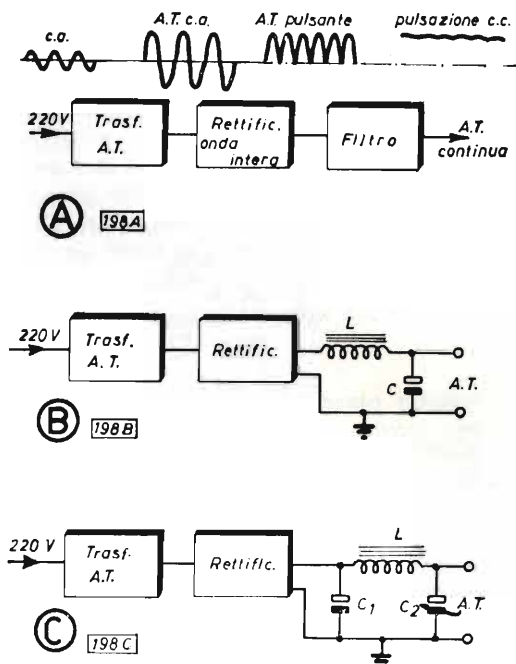



Fig. 198

Il trasformatore fornisce in genere 2 tensioni, una per l'accensione dei filamenti che va dai 6 ai 12 V e che non viene raddrizzata ed un'altra, che, nel caso dei ricevitori, è di circa 300 V, destinata a venire rettificata dal raddrizzatore.

Se il raddrizzatore è costituito da un diodo elettronico, il trasformatore, mediante avvolgimento separato, fornisce una tensione per l'accensione del diodo, che generalmente è di 5 V.

Il raddrizzatore è spesso un doppio diodo del tipo termoionico che raddrizza ambedue le semionde della corrente alternata; talvolta il raddrizzatore può essere al silicio. Anzi, dato il basso costo e le notevoli prestazioni, i diodi al silicio stanno rapidamente soppiantando i tubi.

Comunque sia il raddrizzatore, dopo di esso viene il filtro.

I filtri sono di due tipi principali: ad ingresso induttivo e ad ingresso capacitivo. Quelli ad ingresso induttivo (fig. 198 B) sono costituiti da una impedenza e da un condensatore di grande capacità; quelli ad ingresso capacitivo (fig. 198 C), da un condensatore seguito da una impedenza, e quindi da un altro condensatore. Per ottenere un ottimo spianamento della corrente sono necessarie più cellule filtranti: ad esempio tre condensatori e due impedenze.

Quando si impiegano valvole raddrizzatrici a vapore di mercurio e quando si debbono alimentare degli amplificatori di potenza in classe B, vanno sempre usati filtri ad ingresso induttivo.

La tensione resa all'uscita del filtro viene correntemente chiamata **tensione anodica.**

Circuiti rettificatori.

Come tensione resa, il raddrizzatore di una semionda fornisce un valore più basso di quelli ottenibili con raddrizzatori delle due semionde.

Dal punto di vista del filtraggio, il raddrizzamento delle due semionde produce una frequenza di pulsazione doppia della frequenza di rete (100 Hz).

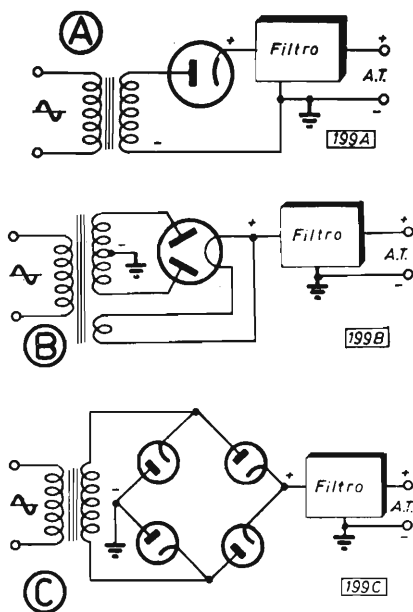



Fig. 199

A - Raddrizzatore di una semionda.

B - Raddrizzatore di due semionde con secondario a presa centrale.

C - Raddrizzatore delle due semionde « a ponte ».

Col circuito di fig. 199 A invece, la frequenza di pulsazione è 50 Hz.

Per una stessa tensione alternata, ed una medesima erogazione del trasformatore, col circuito di fig. 199 C, si ha una tensione c.c. doppia di quella ottenibile con fig. 199 B, però la corrente disponibile risulta dimezzata.

Per esempio, un vecchio trasformatore, col rettificatore C darà tensione doppia e potrà esser reimpiegato in un trasmettitore SSB, dove spesso i tubi finali richiedono tensioni anodiche più elevate.

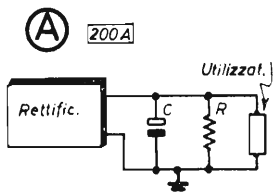



Fig. 200 A

Considerazioni qualitative sui filtri.

Per alimentare un trasmettitore, od un modulatore, il filtro ad ingresso induttivo offre una migliore regolazione della c.c. in uscita e, quindi è da preferirsi.

Coll'ingresso induttivo il rapporto $\frac{\text{corrente picco}}{\text{corrente media}}$ nel raddrizzatore è circa 1; la tensione c.c. erogata, corrisponde a 0,9 il valore efficace della tensione alternata applicata al rettificatore.

Quando si richieda un maggior filtraggio, si farà seguire il filtro LC, da una seconda cella. Gli stadi di potenza, però, non richiedono un notevole filtraggio.

Gli amplificatori di tensione, l'amplificatore microfonico ecc. richiedono invece, un filtraggio molto accurato, ma date le piccole correnti in gioco, si possono impiegare diverse celle in cascata, costituite da resistenza e capacità.

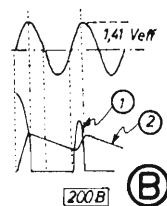



Fig. 200 B

Gli amplificatori di Classe A, i ricevitori che rappresentano un carico costante, sono di norma, alimentati attraverso filtri capacitivi. A vuoto con questi filtri, la c.c. è circa 1,4 il valore efficace della c.a. applicata al rettificatore (fig. 200 B), essa scen-

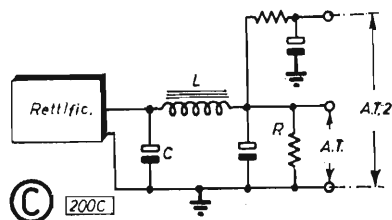
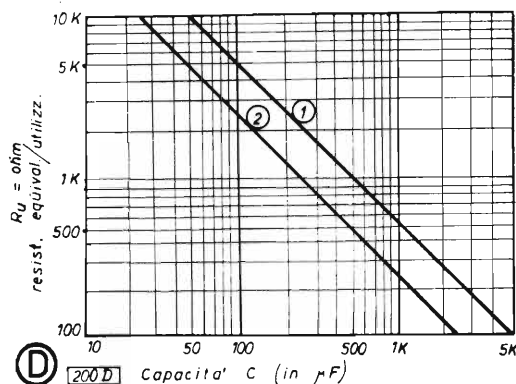



Fig. 200 C

Fig. 200 D

de però, piuttosto rapidamente, all'aumento del carico.

Pertanto la tensione è mal regolata, se il carico non è abbastanza costante.

Il resistore R di fig. 200 A ha lo scopo d'assicurare un carico minimo. La tensione risulta tanto più costante, quanto maggiore è la corrente circolante in R.

La fig. 200 A mostra un filtro costituito dalla sola capacità C.

In fig. 200 B si vedono onde di tensione nell'alimentatore:

1) picchi di tensione ai capi del rettificatore;
2) tensione ai capi di C.

In fig. 200 C un accorgimento pratico: dopo la prima cella, viene derivata una parte della corrente per alimentare stadi sensibili al ronzio: per questo motivo, nella derivazione a debole assorbimento, viene inserita una seconda cella filtrante.

Il grafico per ricavare la capacità C in funzione della resistenza di carico Ru, è riportato in fig. 200 D:

$$\text{Ru (ohm)} = \frac{\text{Tensione continua}}{\text{Corrente nell'utilizzatore}}$$

Tenere conto anche della resistenza stabilizzatrice R, in parallelo.

I valori trovati riducono la pulsazione all' 1 %.

Se C ha una capacità dieci volte maggiore di quella ricavata dal grafico, la pulsazione si riduce al 0,1%:

Curva (1) per raddrizzatori di una semionda e duplicatori;

Curva (2) per raddrizzatori di due semionde.

Cosa accade se si aggiunge un condensatore all'ingresso di un filtro induttivo.

L'ingresso da « induttivo », diventa « cacapacitivo »; la tensione c.c. aumenta, però si perdono i pregi del filtro induttivo.

Col filtro capacitivo si hanno correnti picco, nei raddrizzatori, più elevate di quelle che si manifestano coll'ingresso induttivo (fig. 200 B).

Coi tubi raddrizzatori a vapori di mercurio si debbono impiegare esclusivamente filtri ad ingresso induttivo.

Vantaggi dei diodi a vapori di mercurio.

Hanno una bassa resistenza interna che dà luogo ad una caduta di potenziale di circa 15 volt. Questa caduta di potenziale si mantiene pressoché costante anche con forti correnti.

Le correnti di picco e la tensione picco inversa sono piuttosto critiche e per questo motivo, dopo il raddrizzatore sono ammessi solo filtri ad ingresso induttivo.

Diodi a vuoto spinto.

La caduta di potenziale all'interno del tubo è alta, però la tensione picco inversa è limitata solo dallo spazio filamento-anodo, che trovasi immerso nel vuoto.

La corrente picco è d'altra parte, limitata dall'alta resistenza interna.

Per le normali prestazioni questi tubi sono ormai soppiantati dai diodi a semiconduttore; trovano ancora applicazione in casi speciali, come ad es. ove si richiedano alte tensioni con deboli correnti.

Impiego dei fusibili.

I fusibili sul primario dei trasformatori sono utili, ma non indispensabili.

Invece per proteggere i componenti dell'alimentatore, in caso di cortocircuito nei condensatori di filtro, o nel carico, sono più utili i fusibili posti in serie fra negativo e carico.

La lampadina a siluro, per auto, 12 V 3 W, si illumina con 250 mA e brucia a 500 mA, va benissimo in tutte le applicazioni normali.

Con i diodi al silicio i fusibili sono di scarsa efficacia in quanto la distruzione è generalmente più rapida del tempo di interruzione del fusibile. Sono però reperibili fusibili rapidi.

Condensatori in serie.

Le grosse capacità di filtro, per alte tensioni, sono costose; per questo motivo, essendo facilmente reperibili gli elettrolitici di grande capacità a basso prezzo, è norma comune disporli in serie.

Nel mettere i condensatori di filtro in serie si debbono seguire le seguenti regole:

— Se i condensatori in serie sono due, raddoppiare la capacità di ciascuno; se sono tre, triplicare la capacità, e così via.

— Per equalizzare la d.d.p. ai terminali di ciascun condensatore, si debbono disporre in parallelo ad ognuno, delle resistenze, il cui valore non sarà maggiore di 100.000 ohm (fig. 205).

Tutti i condensatori della serie debbono avere la stessa capacità nominale - ricordare che le più alte tensioni si manifestano ai capi dei condensatori di capacità minore.

Precauzioni contro la fulminazione.

— Mettere un adeguato riparo sui morsetti, terminali metallici, ecc. che sono sotto tensione.

— Non fare nessun lavoro, accordo, ritocco o prova dietro il pannello, se non si è sicuri d'aver tolto l'alimentazione generale.

— Usare un relais di manipolazione anche se il tasto è sul catodo; **infatti, a tasto alzato, il catodo è a potenziale AT rispetto alla terra.**

— Shuntare **sempre** i condensatori di filtro con un resistore che ne assicuri la scarica in pochi istanti.

Regolazione di tensione con diodo zener

L'elemento regolante è costituito dal diodo Zener (fig. 201 A), col quale si può realizzare il regolatore shunt. Ogni variazione della tensione non regolata provoca una maggior variazione della corrente. Nel diodo scorre una maggior corrente I_Z e quindi si ha una maggior caduta di potenziale in R. Quindi la I_c, come pure la tensione ai capi del carico, rimangono pressoché costanti. Il principale svantaggio dello zener è la limitata escursione di corrente $I_{min} \div I_{max}$.

Per un regolatore più efficiente del solo zener vedasi fig. 139 nel capitolo « Semiconduttori ».

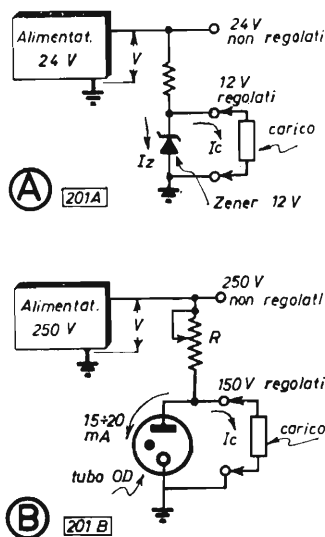



Fig. 201

Regolazione di tensione con tubi al neon.

I tubi al neon presentano caratteristiche di regolazione analoghe ai diodi zener, hanno tensioni d'innesco a 75, 90, 105, 150 V; in esercizio, la corrente non deve eccedere i 30 mA, di norma oscilla fra 15 e 20 mA.

Il principio dello regolazione è identico a quello dello zener-shunt, ossia la conduzione attraverso il tubo aumenta al crescere del potenziale V, ma a sua volta l'aumento della conduzione provoca una maggior vaduta in R (fig. 201 B).

Nella alimentazione di oscillatori a tubi, dove si richiede una tensione stabile, si hanno buoni risultati, anche perché il rapporto fra la corrente circolante all'interno del regolatore: 20 mA, e la corrente assorbita dall'oscillatore, è relativamente grande.

La resistenza R deve essere di alcuni chiloohm e quindi, la tensione non regolata dovrà essere parecchio più alta di quella desiderata.

I tubi di uso corrente danno le seguenti tensioni regolate:

OA 3	75 V	OC 3	105 V
OB 3	90 V	OD 3	150 V

La regolazione è dell'1%.

Cosa è l'archback.

E' l'arco che si forma all'interno di un tubo rettificatore a vapore di mercurio, quando si eccede la « massima tensione picco inversa ».

L'arco che si innesca fra anodo e filamento, permette alla corrente di scorrere in senso inverso.

Perché è importante che i tubi a mercurio lavorino a giusta temperatura?

Per un funzionamento regolare al giusto livello di ionizzazione e per prevenire l'archback.

Cosa accade se passa troppa corrente in una bobina d'arresto del filtro?

Non solo la bobina si scalda eccessivamente ma, il che è peggio, si satura il nucleo, l'induttanza cade a bassi valori e l'effetto filtrante viene molto diminuito.

Comportamento dei diodi a semiconduttore.

Quando diciamo che il diodo è costituito da un pezzetto di N ed un pezzetto di P, uniti insieme, in realtà abbiamo una parte in cui la grande maggioranza dei cristalli è di tipo N, mentre nell'altra prevale il tipo P. Nella prima vi è eccesso di elettroni, nell'altra deficienza (vacuoli); però in ognuna delle due parti sono presenti tracce dell'altro tipo, detti « portatori ».

Quando il diodo è polarizzato inversamente, la sua resistenza non è infinita è la debole corrente (circa 1 mA) che scorre si deve appunto ai « portatori ».

Poiché nel silicio, le perdite dovute alla corrente che scorre in senso ammesso, sono eccezionalmente basse, si possono avere dei diodi di dimensioni piccolissime, che portano tranquillamente 0,5 A, infatti la principale fonte di riscaldamento è rappresentata dal prodotto: tensione inversa per corrente inversa, e quindi la potenza da dissipare può essere molto meno di 1 W anche se la potenza raddrizzata è nell'ordine di 100 W.

La corrente di 1 mA, per i diodi da 0,5 A, si ha alla temperatura di 18°C; in genere, nelle migliori marche, si ha un incremento di 1 mA, per ogni 10°C al di sopra dei 18°C; la maggior temperatura rende i portatori più attivi.

Quando poi, la tensione inversa supera un certo valore critico, la corrente inversa aumenta « a valanga » entro pochi volt.

Purtroppo tanto la resistenza inversa, quanto il valore critico della tensione inversa: P.I.V. sono diverse anche per diodi della stessa serie, tipo e modello.

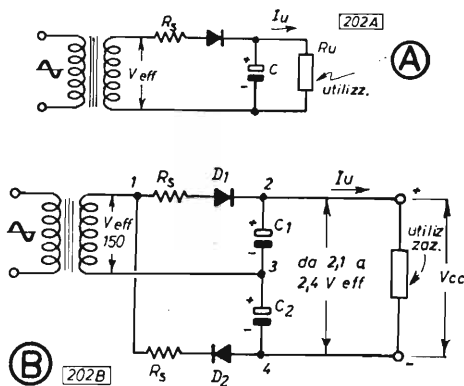



Fig. 202

Impiego dei diodi al silicio.

I dati importanti, per un corretto impiego dei diodi al silicio sono:

Tensione picco inversa = P.I.V.

Corrente media = I_u

Corrente picco ripetuta, in senso ammesso = I_{rjp}

Corrente di picco nel primo periodo = I_{surge}

Essendo la conduzione del diodo solo in un senso, se si rettifica una semionda, la corrente I_{Rip} che deve sopportare il diodo, sarà maggiore di quella assorbita dall'utilizzatore.

Col filtro ad ingresso capacitivo, la conduzione ha luogo per meno di mezzo periodo (fig. 200 B) e la corrente I_{rjp} è $= 4\ I_o$.

Rettificatore ad una semionda con diodo a semiconduttore (fig. 202 A).

Caratteristica di questo circuito è la P.I.V. = 2,8 V_{eff} ; $I_o = I_u$.

Poiché la I_{surge} del diodo è nota, come la P.I.V., è facile trovare i limiti d'impiego e stabilire gli elementi per un ottimo funzionamento. Ad esempio, lo 1N1764 ha:

P.I.V. = 500 V

I_{max} = 1 A (I_{rjp} non deve eccedere questo valore, non la I_o)

I_{surge} = 25 A per 2 millisec.

Al limite, V_{eff} = 500/2,8 ≃ 177 V

Ammettendo che la corrente continua sia 0,4 A e la tensione c.c. = 150 V (in effetti può essere anche 170 V) la resistenza equivalente dell'utilizzatore R_u = 375 ohm

$$R_s = \frac{1{,}4\ V_{eff}}{I_{surge}} = 222/35 = 6{,}4 \text{ ohm}$$

I_{rip} dipende dal rapporto R_u/R_s ; nel nostro caso il fattore $k = \frac{375 \text{ ohm}}{6{,}5 \text{ ohm}} = 58$ dal grafico di fig 203 A per $R_u/R_s = 58$ abbiamo $I_{rip} = 11\ I_o$; di norma tale valore si divide per 4 e quindi $I_{rip} = 2{,}5\ I_u$.

Quindi dal diodo di 1 A si ricava una corrente I_u = 0,4 A.

Per il calcolo si impiegano le curve di figura 203 :

A - Curve per determinare I_{rip} (corrente

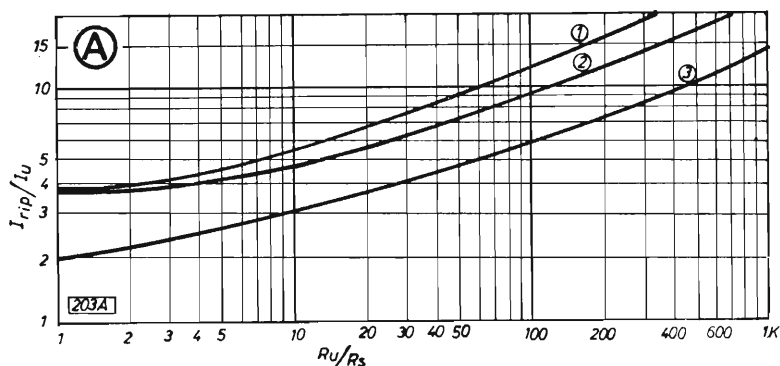



Fig. 203 A

di ripetizione) essendo nota I_u ; in funzione del rapporto R_u/R_s .

Curva (1) - Raddrizzatore di una semionda

(2) - Duplicatori di tensione

(3) - Raddrizzatori di due semionde

B - Adempienza del diodo 1 N 1764 montato in circuito duplicatore: tensione secondaria efficace 150 V

Curva (1) - Condensatori da 250 µF

(2) - Condensatori da 100 µF

(3) - Condensatori da 50 µF

Scelta di C: impiegare il grafico di figura 200 D.

Il valore trovato, si verifica con la:

$$C_{max} = \frac{1000}{R_s}$$

Se questa relazione è soddisfatta, la durata di I_{surge} è 1 m S .

Nell'esempio, il valore dato dal grafico è 10 volte maggiore di quello trovato con la relazione.

Per assicurare una buona durata del diodo, si adotta il C più piccolo, però il « ripple » sarà 10 volte più ampio, ossia il 10% . Sarà necessaria una cella di filtro L C , dopo il primo condensatore.

Rettificatori a presa centrale ed a ponte, con semiconduttori (fig. 204).

Raddrizzando l'onda intera resta valido parte di quanto detto al precedente paragrafo, però:

P.I.V. = 1,4 V_{eff}

I_o di un singolo diodo = $I_u/2$

$$I_{surge} = \frac{0{,}7\ V_{eff}}{R_s} \text{ per la presa centrale}$$

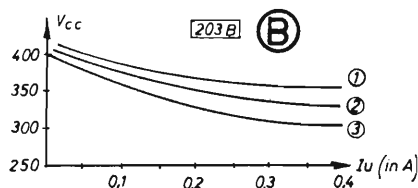



Fig. 203 B

$$I_{surge} = \frac{1{,}4\ V_{eff}}{R_s} \text{ per il ponte}$$

Per quanto riguarda le relazioni di potenza, tensione, corrente, nei due circuiti ricordare l'esempio seguente:

Trasformatore da 100 W; secondario a presa centrale 500+500 V; corrente max nel secondario 200 mA.

Col raddrizzatore a ponte fra le estremi-

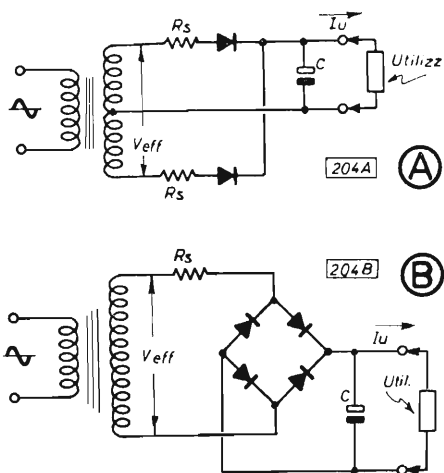



Fig. 204

tà, ed il centro non collegato, si hanno poco più di 1000 V_{cc} e 100 mA.

Utilizzando la presa centrale con i due diodi, si ha V_{cc} poco più di 500; corrente nell'utilizzatore 200 mA.

Duplicatore di tensioni con diodi al silicio (fig. 202 B).

Col trasformatore del precedente esempio ed il circuito duplicatore di fig. 202 B. Si possono ottenere più di 2.000 V, con 50 mA.

Per ogni raddrizzatore del duplicatore le condizioni sono:

P.I.V. = 2,8 V_{eff}

I_o per ogni diodo = I_u

$$I_{surge} = \frac{1{,}4\ V_{eff}}{R_s}$$

Spiegare il funzionamento del duplicatore di tensione.

Facendo riferimento a fig. 202 B

— nella semionda in cui 1 è positivo, rispetto a 3, D_1 conduce e C_1 si carica.

In tal modo il punto 2 è positivo rispetto a 3.

— nella semionda in cui 1 è negativo, D_2 conduce, il punto 3 diviene positivo rispetto a 4, C_2 si carica.

— C_1 e C_2 risultano in serie dal punto di vista del carico, così pure le rispettive tensioni.

Adempienza dei circuiti duplicatori.

In fig. 203 B riportiamo le curve del diodo 1N1764, la bassa resistenza interna dei diodi a semiconduttore e le grandi capacità oggidì reperibili, rendono interessante questo alimentatore, anche dal punto di vista della stabilità della tensione resa.

Per esempio, con 150 V_{eff} si possono avere 350 C_{cc} abbastanza costanti, ed una corrente di 400 mA max impiegando elettrolitici da 250 μF (curva 1).

Vediamo inoltre, che la stabilità si mantiene discreta fino ai 100 μF (curva 2).

Come in precedenza, la R_s ha una importanza grandissima, non solo non si deve omettere, ma va calcolata con cura, caso per caso.

Il condensatore C_1 ha il polo negativo isolato da massa; la custodia metallica esterna deve quindi esser tenuta isolata. Poiché può esser pericoloso toccare la custodia di questo condensatore, usare precauzioni adeguate.

Diodi in serie.

Le attraenti caratteristiche dei semiconduttori, hanno il lato debole nella bassa P.I.V.; per poter impiegare i diodi al silicio anche negli alimentatori di alta tensione, sono stati studiati accorgimenti opportuni, al fine di evitare la distruzione della serie.

1 - Poiché diodi dello stesso modello non hanno la stessa resistenza inversa, accade che la ripartizione della tensione avvenga secondo le rispettive resistenze e quindi la P.I.V. ai capi del diodo che ha una resistenza inversa di 3 MΩ sarà tripla di quella applicata al diodo in cui $R_{inv} = 1$ MΩ. Occorre impiegare resistenze equalizzatrici in parallelo a ciascun diodo (R di fig. 205).

Volendo un alto margine di sicurezza, si faccia la resistenza equalizzatrice pari a 500 P.I.V.; quindi per il diodo 1N1764, la R sarebbe di 250 mila ohm. Molti però, usano raddoppiare il valore calcolato e allora R = 470 K.

2 - I diodi di uno stesso modello non hanno tutti lo stesso tempo di commutazione. I più veloci impiegano un tempo minore per passare dallo stato di conduzione a quello di alta resistenza inversa.

Se nella catena vi sono diodi « pigri », i più veloci, sono destinati alla distruzione.

La equalizzazione dei potenziali di transizione si ottiene mediante condensatori ceramici a disco (bassa induttanza) posti in parallelo ad ogni diodo (C di fig. 204). Valori da 5 a 10 KpF; ogni serie però deve avere capacità eguali possibilmente selezionate, in modo da restare entro il 10%.

Alimentatore, con diodi in serie, in circuito duplicatore (fig. 205).

Impiegando 550 V_{eff} e 4 diodi in serie, si possono ottenere 1500 V_{cc}; con una corrente di bleeder + corrente di tubo di 250 mA, C_1 e C_2 possono ridursi a 50 microfarad (curva 3 di fig. 203 B). La R_s sale a 25 ohm, il che peggiora la stabilità della tensione.

Tanto C_1 quanto C_2 sono rappresentati ciascuno da 2 condensatori da 100 μF ciascuno, 450 V lavoro. Le resistenze equalizzatrici in parallelo ai condensatori (Rb) sono da 25 KΩ/20 W.

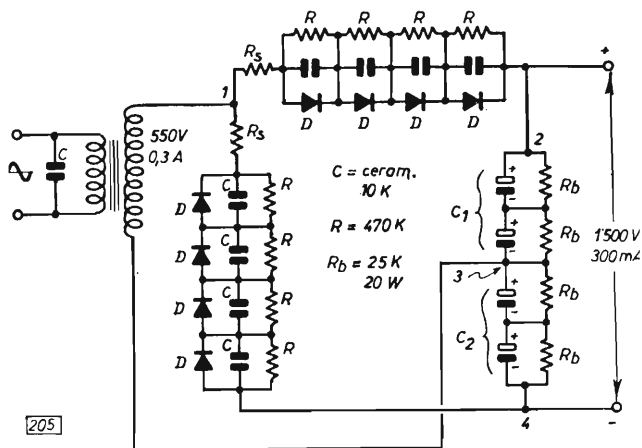



Fig. 205

Per i punti 1, 2, 3, 4 fare riferimento alla figura 202 B

D = diodi 1 N 1764.

Rs = Resistenza serie 22 ohm/25 W.

C1 = C2 = Condensatori elettrolitici 150 μF/450 Volt Lavoro collegati in serie.

C = 10 KpF ceramici a disco.

R = resistenze equalizzatrici da 470 K Ω/0,5 W cadauna.

R_b = resistenze equalizzatrici da 25 K Ω/10 W cadauna.

Disturbi impulsivi sulla rete.

L'impiego dei diodi in luogo dei tubi, ha messo in evidenza i disturbi impulsivi che circolano nelle reti di distribuzione, causati dall'inserimento o distacco di carichi induttivi, scariche elettriche anche a grande distanza e così via. Trattasi di picchi di tensione di brevissima durata a fronte ripido, ma di grande ampiezza, che possono esser micidiali per i semiconduttori. In commercio si trovano i « Transistop » che divengono conduttori quando la tensione eccede il valore nominale di una certa percentuale.

In luogo del transistop, un condensatore da 10 KpF in parallelo al primario (figura 206 B), è un buon rimedio, infatti se

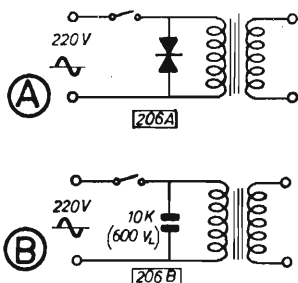
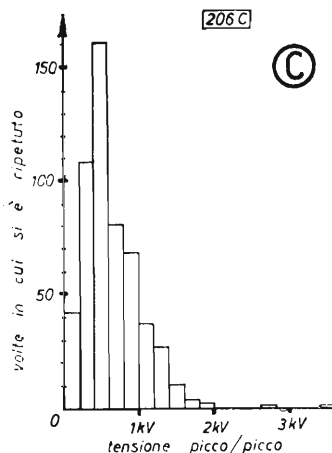



Fig. 206

la sua reattanza a 50 Hz è 300 KΩ; al disturbo a fronte ripido si presenta come un buon by-pass.

Se la località è soggetta a frequenti disturbi impulsivi di discreta ampiezza, è consigliabile un transistop: da noi, la IRCI produce il Klip-sel.

Si tratta di un complesso di elementi al selenio, fabbricati secondo un procedimento particolare, col quale si ottiene una resistenza dinamica inversa simile a quella offerta dal « diodo a valanga ». D'altra parte, la capacità del complesso è alta, quindi l'impedenza presentata al fronte ripido dei transitori più veloci, è bassa.

I transistop essendo costituiti da elementi in opposizione, si possono montare direttamente in parallelo ai terminali del primario del trasformatore (fig. 206 A).

Un istogramma interessante (fig. 206 C).

La G.E. ha registrato per 8000 ore in 12 luoghi diversi i transitori delle reti elettriche.

I dati sono sintetizzati nell'istogramma che porta in ascisse le tensioni p.p. riscontrate, mentre in ordinate troviamo il numero di volte in cui il transitorio si è presentato.

La tensione di 3470 Volt si è verificata una sola volta, su una linea aerea, durante un temporale.

Le scariche da 1600 V sono state 10 volte più frequenti.

La più alta ricorrenza si verifica intorno ai 500÷600 V, la durata media del transitorio è intorno ai 50 secondi.

A questi transitori si deve la distruzione dei diodi al silicio non protetti.

CAPITOLO 10°

LINEE - ANTENNE E PROPAGAZIONE

Che cos' è un circuito a costanti distribuite?

In un qualsiasi circuito anche se non sono presenti un resistore, una bobina di induzione ed un condensatore, possiamo sempre trovare resistenza, induttanza, e capacità, mescolate insieme; infatti qualsiasi conduttore presenta una certa resistenza ohmica, accompagnata da una certa induttanza ed una certa capacità; quest'ultima è rispetto ad altri conduttori ed alla massa.

Esempi tipici di circuiti a costanti distribuite sono le linee telefoniche e telegrafiche, nonché le linee di alimentazione delle antenne e le antenne stesse.

R, C, L, mescolate insieme costituiscono la impedenza caratteristica della linea, e tale impedenza dipende dal diametro dei conduttori, dalla resistività. dalla distanza fra di loro, chce trattasi di una linea bifilare o concentrica.

Nel caso di una linea monofilare o di una antenna, l'impedenza caratteristica dipende da vari fattori, fra cui l'altezza dal suolo.

Cosa accade applicando una tensione alternativa ad alta frequenza ai capi di un circuito a costanti distribuite?

Applicando il potenziale radiofrequenza ad un capo di una linea, la distribuzione delle onde di tensione e di corrente dipendono dalla impedenza caratteristica della linea e dalla lunghezza della linea stessa.

Dal punto di vista della lunghezza, la linea non si misura in metri ma in lunghezze d'onda. E' noto infatti, che ad una qualsiasi frequenza può corrispondere una lunghezza d'onda e una lunghezza d'onda intera corrisponde a 360° ossia un ciclo completo dell'onda di tensione o di corrente.

A seconda della loro lunghezza, le linee possono essere di una o più onde intere, di mezza onda, di un quarto d'onda e così via.

Cosa è una linea di trasmissione.

E' un complesso di due o più conduttoto disposti parallelamente, ovvero concentrici, od in altre relazioni geometriche, ma comunque vicini tra loro. Un sistema del genere è in grado di trasferire energia RF dal trasmettitore all'antenna, con perdite di irradiazione limitate.

Cosa si intende per onda stazionaria.

Un impulso elettrico immesso in una linea, la percorre ad una velocità grandissima, che per le linee con dielettrico ad aria, tende alla velocità della luce. Giunto al termine della linea, l'impulso si trasferisce al « carico » successivo, se le impedenze di uscita della linea e d'ingresso del carico sono ben adattate. Se le impedenze non sono ben adattate, ovvero se la linea ha i terminali aperti, una parte della energia torna al punto di partenza.

Nel caso di linea senzà carico, ossia aperta, e di perdite nella linea nulle, tutta l'energia contenuta nell'impulso dovrebbe tornare al punto di partenza. Se il primo impulso è seguito da un secondo, che parte prima che il precedente sia rientrato, avremo l'incontro dei due impulsi « ad un certo punto » della linea.

Qui si avrà la somma fra « energia che va » ed « energia che torna ». Poiché i due addendi si sommano secondo le relazioni di fase tra i due flussi, avremo due casi tipici:

— somma in fase, valore massimo;
— somma in opposizione di fase, valore zero.

In realtà, alimentando una linea aperta o comunque chiusa su una impedenza diversa dalla sua Z caratteristica, avremo

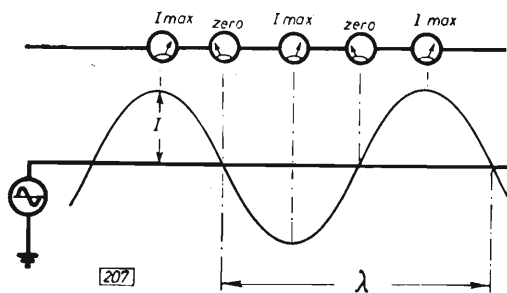



Fig. 207

dei punti in cui la corrente è massima ed altri in cui la corrente è minima.

La distanza tra un punto di massima ed uno di minima dipende dalla frequenza della energia applicata alla linea, ossia dalla « lunghezza d'onda ».

Se il filo è lungo una mezza lunghezza d'onda, e la linea è monofilare, il massimo della corrente, detto VENTRE, si riscontra al centro. Alle due estremità del filo avremo i minimi di corrente, detti NODI. Tracciando l'andamento della corrente nel filo, vediamo che esso presenta una sola onda stazionaria.

Anche la tensione RF segue le onde stazionarie della corrente, ma in opposizione: quindi al ventre di corrente corrisponde il nodo di tensione e viceversa. In figura 207 vediamo nodi di corrente intermedi ed all'estremità opposta al generatore; ciascun ventre di corrente dista 1/4 di onda dal nodo, infatti i ventri si ripetono ogni mezz'onda.

Corrente RF in un conduttore.

Se la linea monofilare è isolata ad un estremo, si verificano onde stazionarie.

In fig. 207 vedesi l'andamento di una onda stazionaria in un conduttore che termina in una impedenza infinita. Giunta all'estremo aperto, la corrente torna indietro con inversione di segno.

La composizione fra onda diretta e onda riflessa, origina una corrente stazionaria, con punti di massima ampiezza (ventri) e punti di minima (nodi).

Il primo nodo è all'estremo aperto, in coincidenza del ventre di tensione.

Linee aperte e linee in corto circuito.

In figura 209 sono illustrati alcuni casi limite di linee aperte od in corto-circuito: si ha il massimo rapporto di onda stazionaria. Per determinate dimensioni la linea si comporta come un circuito risonante e può esser usata anche come trasformatore, perché l'impedenza d'uscita è funzione dell'impedenza d'entrata, della lunghezza della linea e dal rapporto d'onda stazionaria.

In fig. 209 A-B abbiamo linea di un quarto d'onda o multipli dispari.

In fig. 209 C-D abbiamo linee di mezza onda o multipli pari di $\lambda/4$.

Per ogni ottavo d'onda si presentano reattanze di segno contrario: quindi spostando un ponticello di cortocircuito, per variare la lunghezza della linea, si ottengono svariatissimi valori d'impedenza, nonché reattanze che passano da capacitive a induttive e viceversa.

In fig. 209 E viene messa in evidenza la equivalenza fra la linea ed una serie d'induttanze, con capacità C, in parallelo.

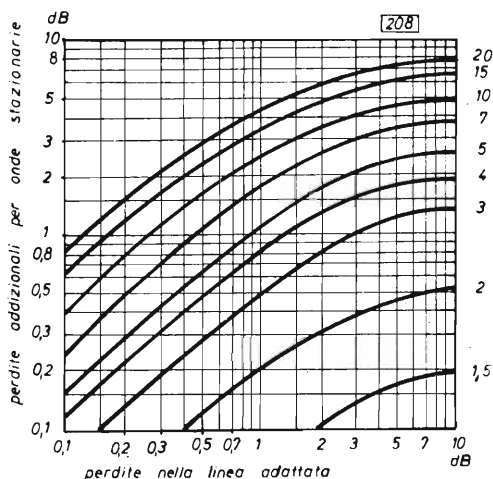



Fig. 208

Perdite aggiuntive nelle linee con onde stazionarie, per rapporti da 1,5 a 20.

Esempio: perdita nella linea adattata = 1 dB;
rapporto onde stazionarie = 2
Dal grafico, perdita addizionale = 0,2 dB
Perdita globale = 1 + 0,2

Onde stazionarie nelle linee.

« L'impedenza caratteristica di una linea corrisponde al valore di quella resistenza di chiusura che riesca a rendere l'impedenza d'ingresso della linea indipendente dalla sua lunghezza ».

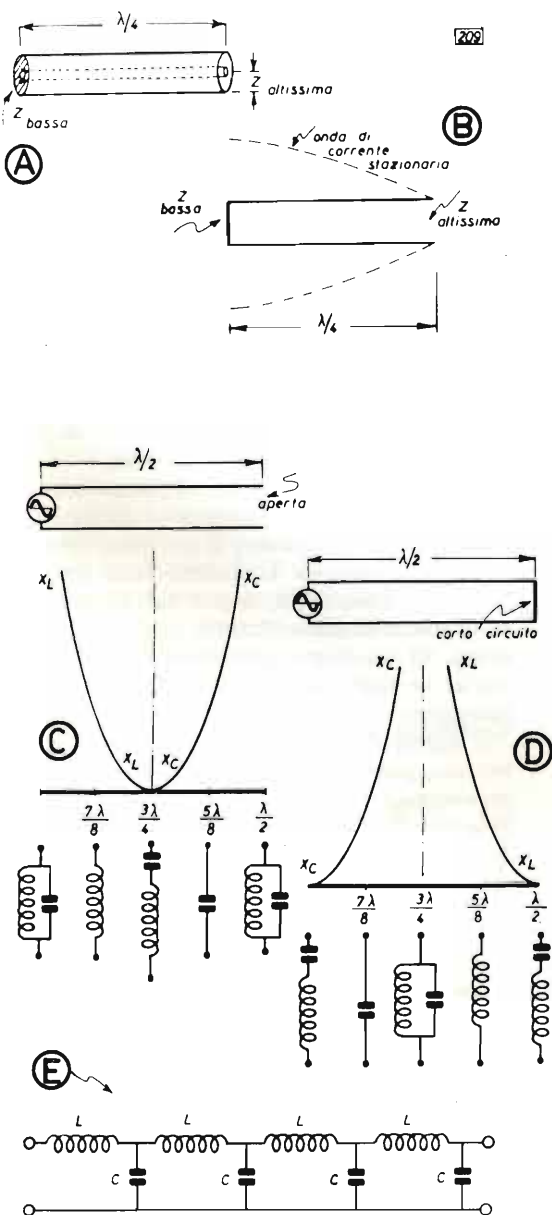



Fig. 209

Quando si verifica questa condizione, tutta l'energia applicata all'ingresso, meno le perdite dovute alla normale attenuazione della linea, viene dissipata (o irradiata) dalla resistenza terminale.

Se invece ci troviamo con una resistenza terminale diversa dalla impedenza caratteristica della linea, non tutta l'energia viene dissipata nella R e una parte viene riflessa verso il trametttitore; in conseguenza di ciò, accadono alcuni fatti molto interessanti:

— Una parte della energia ad alta frequenza convogliata dalla linea viene **riflessa** e torna indietro.

Quindi i conduttori sono percorsi da **energia che va ed energia che torna.** In ogni punto della linea l'impedenza varia; variano anche tensione e corrente; infatti, la tensione misurabile in un determinato punto, è la somma delle tensioni dell'energia che va e da quella riflessa; altrettanto dicasi per la corrente.

— L'impedenza presentata dalla linea, all'uscita del trasmettitore, varia con la « lunghezza elettrica » della linea.

— La suddetta impedenza è resistiva solo per tronchi di linea pari ad 1/4 di onda o suoi multipli.

— L'impedenza è, invece, reattiva per tronchi di diversa lunghezza, e presenta la massima condizione di reattività ad 1/8 di onda e relativi multipli dispari (figura 209 C-D).

— Lungo la linea, il rapporto tensione/corrente non è costante, in quanto l'impedenza varia da punto a punto. Si avranno perciò punti di massima e di minima tensione (o corrente) e **quindi onde** (fig. 207)

Rapporto onde stazionarie nelle linee.

Se si vuole che una linea trasferisca l'energia da una estremità al punto opposto, senza che si manifestino onde stazionarie, lungo la linea stessa; bisogna che la resistenza di terminazione sia eguale alla sua impedenza caratteristica.

Il rapporto onde stazionarie: R.O.S. è dato dal rapporto fra la resistenza terminale e l'impedenza caratteristica della linea.

Ad esempio:

— Z della linea 50 ohm
— R terminale 25 ohm

$$\text{R.O.S.} = \frac{50}{25} = 2$$

Il numero maggiore è sempre il dividendo, perché il R.O.S. deve risultare un numero maggiore di uno; com'è ovvio, il problema si complica se la resistenza di terminazione non è pura, ma si tratta invece, di una impedenza con una parte reattiva. Questo purtroppo, è il caso delle antenne ad 1/4 o mezza onda quando non sono perfettamente risonanti (ad es. un dipolo tagliato più lungo o più corto).

E' utile conoscere il R.O.S. perché esso consente di giudicare se la situazione linea-antenna è tollerabile o meno: molto spesso bisogna ricorrere a compromessi; tutte le linee ben adattate hanno perdite, ma queste perdite si accrescono in presenza di onde stazionarie (fig. 208).

Perdite nelle linee.

Nessuno fa qualcosa per niente: le linee trasportano l'energia dal trasmettitore all'antenna ma pretendono una percentuale. Il pedaggio viene computato in dB (deciBel) - ricordare che:

— 1 dB significa il 20% di perdita di potenza;
— 2 dB significano il 37% di perdita di potenza;
— 3 dB significano il 50% di perdita di potenza.

Un dB di attenuazione è dunque tollerabile, perché sta a significare che l'80% della RF, raggiunge l'antenna; due dB rappresentano il 63% e già le cose non vanno più in maniera desiderabile, se si pensa che 70 W input danno si e no 45 W RF e che di irradiati se ne avranno una trentina, ossia circa il 40% dell'input. Ognuno si deve regolare come crede più opportuno, comunque 2 dB di attenuazione della linea sono mal tollerabili.

Perdite nelle linee senza onde stazionarie.

Linee adattate, di 30 m di lunghezza, hanno le seguenti perdite medie:

— cavo concentrico da 70 ohm:
 0,9 dB a 7 MHz
 3 db a 30 MHz
— linea bifilare senza dielettrico solido:
 0,05 dB a 7 MHz
 0,18 dB a 30 MHz

Antenne alimentate in cavo con impedenza caratteristica di 75 ohm.

Sappiamo che per avere le minime onde stazionarie e quindi perdite minori, occorre terminare la linea su una resistenza quasi eguale alla sua impedenza caratteristica.

Col cavo da 75 ohm, vi è, in pratica, solo un punto dell'antenna in cui si può essere quasi certi di trovare un'impedenza simile: il centro del dipolo a mezz'onda.

L'opinione di alcuni, che si possa modificare il R.O.S. allungando o accorciando la linea d'alimentazione, è del tutto errata: modificando la lunghezza della linea con onde stazionarie, si può far coincidere il punto di alimentazione con un'impedenza di carattere puramente resistivo, ma se le onde stazionarie ci sono, tali rimangono.

Il dipolo $\lambda/2$, a seconda dell'altezza sul terreno, potrà presentare (al centro) una resistenza (d'irradiazione) un po' maggiore o un po' minore di 72 ohm, ma comunque non lontana da questo valore medio (per antenne alte 1/4 d'onda da terra) sarà al max 90 Ω).

Il cavo Geloso tipo 373, o RG 11 U può alimentare il dipolo al centro, il R.O.S. sarà fra 1 e 1,5. Il fatto di collegare il cavo concentrico (a conduttori asimmetrici) ad un'antenna bilanciata come il dipolo non deve essere fonte di preoccupazioni. L'unica conseguenza sarà un diagramma d' irradiazione non simmetrico, in quanto nel mezzo dipolo collegato alla calza del cavo, scorre maggior corrente RF, ma gli ostacoli posti intorno all'antenna

producono deformazioni del campo ben maggiori.

Se l'antenna risuona sui 40 m; le cose si presentano diversamente sui 20 m; dove l'antenna $\lambda/2$ per i 40 m, sarà ora, un'onda intera, ed al centro l'impedenza è altissima. Quindi il R.O.S. sarà proibitivo per i 14 MHz.

A titolo d'esempio, supponiamo che la impedenza di estremità sia 1400 ohm; f = 14 MHz; la lunghezza della linea 30 m; impedenza della linea 70 ohm.

Calcoliamo:

$$\frac{1400}{70} = 20 \text{ (R.O.S.)}$$

Introduciamo R.O.S. = 20 in fig. 208, sapendo che 30 m di cavo danno un'attenuazione di 0,8 dB.

Dal grafico abbiamo: attenuazione aggiuntiva = 4 dB, 4 + 0,8 = quasi 5 dB. Questa è una perdita intollerabile, perché l'energia dissipata è il 68% della potenza e solo il rimanente 32% viene irradiato dall'antenna.

L'alimentazione in 3ª armonica (gamma 21 MHz) è invece possibile, in quanto, in questo caso, ci ritroviamo nelle condizioni della fondamentale: il conduttore risuona come se si trattasse di tre dipoli $\lambda/2$, e il cavo viene a trovarsi collegato al centro del dipolo di mezzo.

Che cosa s'intende per risonanza armonica?

Nei circuiti a costanti distribuite, più facilmente che in quelli a costanti concentrate, si può avere la risonanza armonica, ossia, la frequenza di risonanza caratteristica, detta frequenza fondamentale non è la sola, perché il conduttore può entrare in risonanza anche per quelle frequenze che sono il doppio, il triplo, il quadruplo di essa.

Questa facoltà dei circuiti a costanti distribuite permette l'impiego della stessa antenna per varie frequenze. Ciò è particolarmente utile ai radioamatori, perché le principali gamme sono in relazione armonica: 3,5 - 7 - 14 - 21 - 28 MHz.

Antenne verticali alimentate con cavo RG/8/U.

L'antenna verticale, fra i sistemi semplici, è quella che permette i più piccoli angoli d'irradiazione, cosa questa molto gradita per il DX.

L'antenna verticale, lunga 1/4 d'onda, presenta un'impedenza al punto di alimentazione, piuttosto bassa: 37,5 ohm in media, ma dipendente anche, dal numero e dalla inclinazione dei conduttori che costituiscono il cosidetto piano di terra: ground plane (fig. 218).

Impiegando come linea il cavo RG8/u (Zo = 52 ohm), le perdite prevedibili in 30 metri di linea saranno

0,98 + 0,2 = circa —1,2 dB a 28 MHz

cui corrisponde una potenza perduta del 25%.

Linea bifilare.

Una linea bifilare rappresenta un circuito a costanti distribuite, che permette il trasferimento dell'energia a radiofrequenza da un punto ad un altro, con un minimo di perdite (fig. 210).

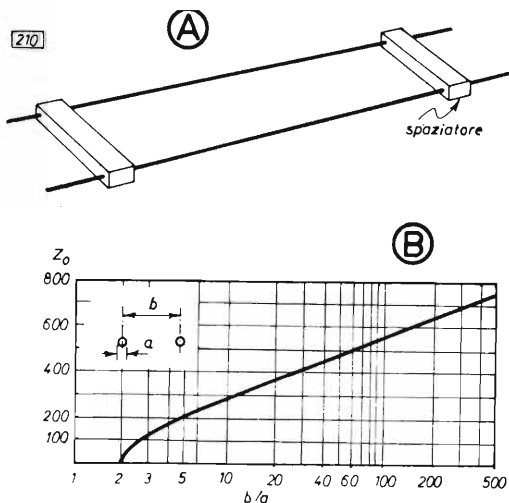



Fig. 210

A) Linea bifilare in aria con spaziatori

B) Impedenza caratteristica di una linea bifilare

La resistenza di un solo filo è piuttosto alta, a causa dell'irradiazione e perciò, una buona percentuale dell'energia applicata ad esso, viene perduta sotto forma di irradiazione. Invece, nella linea bifilare, la corrente scorre in opposizione in ambedue i conduttori che si trovano vicini e così si creano due campi elettromagnetici in opposizione, che tendono ad elidersi.

Una linea bifilare viene chiamata anche linea di trasmissione, perché può trasferire energia a radiofrequenza per parecchie lunghezze d'onda, con perdite trascurabili.

Linea concentrica.

Una linea bifilare può essere anche costituita da due conduttori concentrici. In effetti questa linea è simile a quella a conduttori paralleli, con l'unica particolarità che uno dei due conduttori può intendersi ruotano intorno all'altro, fino a circondarlo totalmente (fig. 211 B).

La linea concentrica ha perdite per irradiazione minori di quella a conduttori paralleli, perché il conduttore di maggior diametro scherma quello interno.

Grazie alla sua bassa irradiazione, questa linea può avere un Q molto elevato, maggiore di quello della linea a conduttori paralleli e molto più alto di quello di un circuito a costanti concentrate.

Questa particolarità trova un utile impiego nelle ultra frequenze dove spesso un circuito a costanti concentrate viene sostituito, con vantaggio, da un circuito volano a conduttori paralleli o concentrici, lunghi metà od un quarto della lunghezza d'onda di lavoro (fig. 209).

Fig. 211

A = piattina da 75 a 300 ohm
1 = conduttori in rame
2 = piattina di politene

B = cavo concentrico da 50 a 100 ohm
1 = conduttore intterno
2 = distanziatore in politene
3 = conduttore esterno (calza di rame)
4 = mantello di polivinile

Linea ad un quarto d'onda.

Una linea lunga un quarto d'onda, sia essa bifilare o coassiale, se cortocircuitata ad un'estremità può assimilarsi ad un conduttore lungo mezza onda e ripiegato su se stesso (fig. 209 B).

In tal caso sappiamo che **al centro** di un conduttore lungo mezz'onda si ha la massima corrente (a cui corrisponde la minima impedenza) mentre alle estremità si ha la minima corrente (a cui corrisponde la massima tensione ed anche la massima impedenza).

Perciò la linea può trovare utile impiego ove si richieda un adattamento di impedenza perché dal caso limite: impedenza infinita dal lato aperto e zero dal lato chiuso, vi sono tanti altri casi intermedi, che dipendono oltre che dalla impedenza caratteristica della linea, anche dalla impedenza applicata ad uno dei due lati e dalla lunghezza della linea (figura 209 C-D).

Naturalmente, anche le linee concentriche (fig. 209 A) hanno analogo comportamento.

Impedenza caratteristica di una linea?

Una linea bifilare o coassiale si può assimilare ad una catena infinitamente lunga di induttanze e di capacità collegate insieme, come in fig. 209 E, dove ogni L e C

ha lo stesso valore. Per una linea ideale, priva di resistenza, l'impedenza è eguale alla radice quadrata di L/C. In pratica la impedenza caratteristica, viene definita mediante la seguente formula:

$$\textbf{linea coassiale} \quad Z_o = 138 \log \frac{b}{a}$$

in cui b = diametro del conduttore esterno, a = diametro del conduttore interno.

La figura 210 B vale per le linee bifilari: **b** è la distanza fra i centri dei due conduttori ed **a** il diametro di ciascun conduttore.

Queste formule sono vere quando il dielettrico è l'aria. Quando fra i due conduttori trovasi un corpo solido, la capacità della linea aumenta e quindi l'impedenza caratteristica diminuisce.

In quest'ultimo caso l'impedenza Z_o data dalle formule va divisa per la radice di ε ossia la costante dielettrica del materiale impiegato (fig. 211 A).

Le più comuni linee bifilari in aria, hanno impedenze caratteristiche comprese fra i 350 ed i 600 ohm. Quelle coassiali con dielettrico solido dai 50 ai 100 ohm.

Impiego del circuito a costanti distribuite come circuito volano.

Nei circuiti per frequenze ultraelevate, costituiti da una capacità e una induttanza, il Q si abbassa molto perchè il campo magnetico che circonda la bobina, a causa della frequenza altissima, viene irradiato per buona parte. Si hanno perciò, delle perdite d'irradiazione, che rappresentano una forte percentuale dell'energia applicata al circuito. Da ciò deriva l'aumento della R del circuito, dovuto alla resistenza radiazione e quindi, per la nota:

$$Q = \frac{X}{R}$$

si ha un forte abbassamento del coefficiente di sovratensione. In una linea a costanti distribuite le perdite di irradiazione sono molto basse e perciò con essa (dove la lunghezza d'onda lo permetta) è possibile realizzare dei circuiti volano aventi un coefficiente di sovratensione Q molto più elevato.

L'aumento del Q va a tutto vantaggio del rendimento del generatore o dell'amplificatore.

I risonatori a cavità e le guide d'onda rappresentano una evoluzione dei circuiti a costanti distribuite e sono quanto di meglio si conosca attualmente, nella tecnica delle microonde.

Trasformatori di impedenza ad un quarto d'onda.

La linea lunga un quarto, d'onda secondo la formula:

$$Z_i = \frac{Z_o^2}{Z_u}$$

può essere un ottimo trasformatore di impedenza, tutte le volte che sia necessario adattare l'impedenza di un generatore o di una linea di trasmissione al carico, che può essere rappresentato da un circuito di utilizzazione o da un'antenna.

Vediamo, ad esempio, un caso pratico in cui si disponga di una linea di trasmissione coassiale da 70 ohm e di una antenna verticale che presenta, alla base, una resistenza di irradiazione di 24 ohm.

Per adattare l'impedenza caratteristica della linea a quella dell'antenna sarà necessario interporre una linea coassiale della lunghezza di un quarto d'onda avente un'impedenza caratteristica data dalla seguente relazione:

Z_i = 70 ohm = impedenza ingresso

Z_u = 24 ohm = impedenza uscita

$$Z_o = \sqrt{Z_i \cdot Z_u} = \sqrt{70.24} =$$

$$= \sqrt{1680} = 41 \text{ ohm} = \text{impedenza caratteristica}$$

Cosa accade se i conduttori di una linea bifilare vengono variati in diametro e distanza?

Qualsiasi variazione porta ad un cambiamento dell'impedenza caratteristica della linea (fig. 210). Se si adopera filo di diametro maggiore di quello calcolato, la Z caratteristica si abbassa, infatti nella

$$Z_o = 276 \log \frac{b}{a}$$

abbiamo aumentato « a ».

Parimenti, se si avvicinano i fili, « b » diminuisce, Z_o si abbassa.

Perché è bene chiudere una linea su una impedenza eguale alla sua Z_o ?

Per ridurre al minimo le onde stazionarie e quindi le perdite nella linea di trasmissione, che sono tanto più alte, quanto più alto è il rapporto di onde stazionarie, a parità di ogni altro elemento.

Perché spesso si usa un circuito risonante all'ingresso della linea?

Per facilitare un adeguato trasferimento d'energia dal trasmettitore alla linea. Infatti, si migliora l'accoppiamento, cancellando a mezzo di condensatori ed induttanze, la reattanza spesso presente all'ingresso della linea.

Perché la linea può presentare reattanza all'ingresso?

A causa del disadattamento d'impedenza fra linea e carico. Molto spesso il carico è rappresentato dall'antenna.

In quale caso la linea non presenta reattanza all'ingresso?

L'impedenza all'ingresso della linea è puramente resistiva quando:
— si ha un perfetto adattamento fra linea e carico;
— la linea $\lambda/4$ è chiusa su carico puramente resistivo.

Elencare le linee di trasmissione di uso più comune.

I tipi sono essenzialmente due: linee bifilari e linee concentriche.

Il tipo di costruzione e la presenza o meno di dielettrico solido (rigido o flessibile) fra i conduttori, ha dato origine a numerose varietà, di cui le più comuni sono:
— linea bifilare in aria con distanziatori ogni due o tre metri, Z_o è circa $400 \div 600$ ohm (fig. 210 A);
— linea concentrica rigida isolata, in aria, con distanziatori (poco usata dagli OM);
— linea bifilare con dielettrico solido flessibile, piattine; Z_o tipiche 300, 150 ed anche 75 ohm (fig. 211 A);
— linea concentrica con dielettrico solido flessibile, Z_o tipiche da 50 a 100 ohm (figura 211 B);
— linea monofilare per antenne « a presa calcolata » (sconsigliabile);
— linea a quattro fili con i conduttori ai vertici opposti del quadrato connessi in parallelo (eccellente).

Da cosa dipende la Z_o di una linea?

Dalla capacità e dalla induttanza, per unità di lunghezza (fig. 209 E), quindi, in definitiva, dal diametro dei conduttori, dalla loro distanza e dalla costante dielettrica del materiale solido posto tra i due fili (se questi non sono separati dall'aria).

Qual'è la differenza fra una linea non risonante ed una linea accordata.

Una linea non risonante (aperiodica) deve essere chiusa su una impedenza di carico corrispondente alla sua impedenza caratteristica Z_o.

In una linea risonante (periodica, od accordata) si ammettono deliberatamente onde stazionarie, purché queste non incrementino notevolmente le perdite tipiche. La linea può quindi, prendere il carico, mediante un circuito d'accordo.

La linea aperiodica, se realmente tale, non è sede di onde stazionarie e quindi può avere anche dielettrico solido.

La linea con onde stazionarie, per limitare le perdite, deve essere costituita da fili in aria.

Non si debbono impiegare piattina e cavo concentrico con dielettrico solido per costituire linee risonanti (con onde stazionarie). Infatti alle maggiori perdite tipiche della linea con dielettrico solido, in presenza di onde stazionarie si hanno perdite notevoli, che sommandosi alle precedenti, possono arrivare a dissipare, sotto forma di calore, una grossa percentuale della energia trasmessa (fig. 208).

Che cos' è un'antenna?

E' un circuito risonante a costanti distribuite avente alcune importanti proprietà quali: la polarizzazione, l'angolo di radiazione, impedenza, la direttività.

Che cosa si intende per polarizzazione di un'antenna?

Un'antenna percorsa da una corrente r.f. produce intorno a sè un campo e.m. e più precisamente, un campo elettrostatico ed un campo magnetico concatenati ed ortogonali l'uno rispetto all'altro.

La polarizzazione dell'onda dipende dal campo elettrostatico, il quale, a sua volta, è nel senso della direzione del conduttore dell'antenna.

Perciò, quando un'antenna è verticale, il campo elettrostatico è verticale rispetto al suolo e si dice, comunemente che la polarizzazione è verticale. Nelle antenne orizzontali, si hanno polarizzazioni orizzontali.

Che cos' è l' impedenza di una antenna.

Per gli OM è un dato molto teorico, infatti tale grandezza varia da punto a punto nella lunghezza del conduttore, essendo determinata dal rapporto della tensione alla corrente RF.

Più praticamente, può definirsi invece, l'impedenza di un'antenna in un ventre di corrente o di tensione.

Un'antenna lunga metà della lunghezza d'onda, libera nello spazio, presenta al centro (ventre di corrente) una impedenza di 73 ohm. La impedenza è del valore di qualche migliaio di ohm nel ventre di tensione, ossia alle estremità

Che cosa si intende per resistenza di radiazione.

La resistenza di radiazione di un'antenna a mezza onda, libera nello spazio, ossia abbastanza lontana dal terreno e dagli ostacoli di qualsiasi natura; è, se considerata al centro, circa 73 ohm.

Questa è naturalmente la resistenza pura alla risonanza, ossia quando l'impedenza della capacità distribuita e quella dell'induttanza distribuita si neutralizzano reciprocamente.

Per un'antenna a mezza onda la minima resistenza è al centro e qui la si può valutare in maniera reale.

Allontanandosi dal centro, la resistenza di radiazione cresce e tende a divenire elevatissima alle estremità. Il valore della resistenza alle estremità dipende da molti fattori, quali l'altezza dal suolo, la sua costruzione fisica, l'isolamento estremale e la sua posizione rispetto al terreno.

Per questi motivi il miglior adattamento di impedenza ottenibile col calcolo, è quello fatto collegando la linea di alimentazione al centro dell'antenna.

Con tutti gli altri sistemi (prese calcolate e similari) l'adattamento d'impedenza è molto aleatorio. La resistenza equivalente al centro dell'antenna si trova applicando la formula:

$$R = \frac{P}{I^2}$$

dove P è la potenza irradiata in watt.
I la corrente in ampere.
R la resistenza in ohm.

Tale formula è valida perché l'energia irradiata la si può considerare come una perdita e quindi, si può applicare a tale consumo di energia, il concetto di resistenza equivalente, secondo la legge di Joule.

Come si misura l'impedenza di un'antenna?

Per motivi pratici, la si misura nel punto di allacciamento della linea di alimentazione al trasmettitore.

Il valore così misurato assume significato pratico quando è convertito nell'impedenza equivalente ad un ventre di corrente.

Descrivete un dipolo alimentato con linee non risonanti.

Le linee non risonanti sono essenzialmente tre: quella coassiale con dielettrico solido, avente l'impedenza caratteristica di 72 ohm; quella a conduttori paralleli isolati in politene, avente un'impedenza caratteristica di 300 ohm e quella a filo singolo, che si basa sulla impedenza caratteristica di un conduttore, che dovrebbe essere di quasi 600 Ω.

Il cavo da 72 Ω viene collegato al centro del dipolo.

La linea bifilare è particolarmente adatta per un « dipolo ripiegato » che ha, al centro, una resistenza di circa 300 ohm quasi eguale a quella della piattina bifilare in politene.

Al centro del conduttore inferiore del dipolo se i due fili sono di eguale diametro, la resistenza risulta essere quattro volte quella del dipolo ad un solo conduttore, ossia circa 300 ohm (fig. 213).

Vantaggi del dipolo ripiegato.

Il dipolo ha una impedenza più alta e quindi un responso ad una più larga fascia di frequenze intorno a quella di risonanza (banda larga).

Antenna a « presa calcolata ».

Se l'antenna è lunga mezza lunghezza d'onda, una teoria, solo raramente confortata dalla pratica, poiché troppi fattori intervengono, dice che ad 1/7 della lunghezza dell'antenna, partendo dal centro, si trova una resistenza di circa 600 ohm.

D'altronde sempre in teoria, si ritiene che una linea monofilare abbia un'impedenza caratteristica di circa 600 ohm. Per questo motivo la linea d'alimentazione monofilare viene applicata in un punto come vedesi in fig. 212.

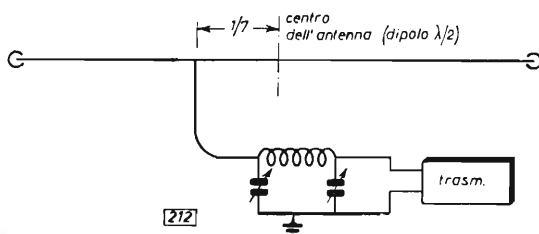



Fig. 212

Armoniche.

Si definisce seconda armonica la frequenza doppia della fondamentale, terza armonica la tripla, e così via.

Tutti i trasmettitori sono più o meno affetti da armoniche, la loro attenuazione dipende in gran parte dagli accorgimenti messi in atto nel sistema radiante o nella linea.

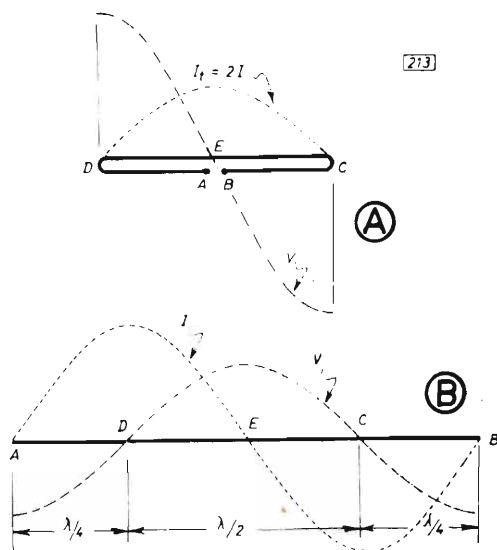



Fig. 213
Distribuzione della corrente nel dipolo ripiegato.

Come si varia la frequenza di risonanza d'una antenna.

La frequenza di risonanza è inversamente proporzionale alla lunghezza « elettrica » del conduttore che costituisce l'antenna.

La frequenza di risonanza può dunque essere alzata, accorciando il conduttore, oppure abbassata, allungandolo.

Un condensatore in serie equivale all'accorciamento del conduttore, quindi la frequenza si alza.

La presenza di un induttore in serie, «allunga elettricamente» l'antenna, questo accorgimento è molto impiegato nelle stazioni mobili, dove uno stilo verticale di un paio di metri, diviene un'antenna ad un quarto d'onda per gli 80 m; si deve però, notare, che in certi casi, il rendimento della antenna è molto basso, infatti tanto più grande l'induttanza necessaria, tanto maggiore l'energia dissipata in essa.

Anche il diametro del conduttore influisce sulla lunghezza elettrica: al maggiore diametro, per la stessa lunghezza, corrisponde una frequenza di risonanza minore. Tale effetto, peraltro, è sentito praticamente solo nelle VHF ed UHF.

Linea che ammette un alto r.o.s.

Nella linea bifilare in aria, le perdite si riducono a bassissimi valori, infatti quando tale linea è adattata, ossia è chiusa su una resistenza eguale alla sua impedenza, caratteristica, l'attenuazione massima è di circa 0,18 dB ogni 30 m; questa grandezza tiene conto anche delle perdite nei distanziatori posti ogni 2 m e della disposizione vicino ai muri; altrimenti saremmo nell'ordine di 0,05 ÷ 0,09 dB. Attenuazioni così basse, corrispondenti a perdite dell'1%, permettono di lasciare un largo margine alle perdite per disadattamento: r.o.s. di 20 e più sono ammissibili, infatti se r.o.s. = 20, l'attenuazione globale è minore di 1,5 dB.

Per ragioni costruttive le linee in aria costruite con fili, non possono avere impedenze caratteristiche minori di 300 ohm, difatti impiegando filo da 2 mm con distanza di 10 cm fra i centri, la impedenza caratteristica risulta circa 520 ohm. Quando con tale linea si alimenta (al centro) un dipolo tagliato per i 7 MHz, la resistenza terminale è circa 70 ohm sia sui 40 che sui 15 m; il r.o.s. risulta: $\frac{520}{70} = 7,5$ donde da fig. 208 abbiamo 0,6 dB.

L'attenuazione totale = 0,15 + 0,6 è circa 0,75 dB per 30 metri di linea.

Sui 20 e sui 10 m la linea termina in una resistenza di radiazione che si aggira sui 2,5 KΩ, quindi il r.o.s. non sarà maggiore di 5 e l'attenuazione globale sarà circa 0,4 dB.

A questo punto ci accorgiamo di avere «inventato» la cinquantenne antenna Levy, cavallo di battaglia dei vecchi O.M., per merito appunto della sua flessibilità, dovuta alle doti testè illustrate.

Se la linea ha **sempre** onde stazionarie, per caricare il XMTR, dovrebbe essere necessario allungare e accorciare la linea ogni volta che si cambia gamma, in modo da incontrare un punto in cui è presente la minima reattanza e quindi una resistenza quasi pura; ovviamente la cosa più comoda è lasciare la linea com'è, e disporre fra il XMTR e la linea un quadripolo adattatore costituito da induttanze e capacità. L'adattatore, detto anche « pannello d'antenna » è un filtro di armoniche abbastanza efficiente, difatti ogni volta si interpongono fra il P.A. e l'antenna uno o più circuiti accordati, si minimizza la possibilità di accoppiamenti diretti e si riduce il trasferimento delle armoniche.

I vantaggi delle antenne Levy e Zeppelin (fig. 214).

Grazie alla presenza di un circuito sintonizzato alla base, circuito che viene accoppiato al volano dello stadio finale del trasmettitore mediante link; si ha molto più possibilità di discriminare le spurie e le armoniche in quanto sia il circuito sin-

tonizzato che il link agiscono da filtro.

Per di più, si può impiegare una stessa antenna non solo per la trasmissione sulla fondamentale ma anche per le armoniche, sì che un radiante che disponga di una di queste antenne calcolata per la gamma dei 7 MHz potrà farla lavorare anche sui 14 e sui 28 MHz, rispettivamente seconda e quarta armonica dei 7 MHz nonchè sui 21 MHz.

Come si sintonizza un'antenna Levy sulla fondamentale e sulla seconda armonica.

In primo luogo bisogna osservare la lunghezza della linea e notare di quanti quarti d'onda essa è costituita.

Supponiamo che rispetto alla fondamentale tale lunghezza sia di 1/4 d'onda. E' noto che quando ad una estremità di una linea di 1/4 d'onda trovasi un'alta impedenza dalla parte opposta l'impedenza è sempre bassa. La linea, essendo attaccata al centro dell'antenna, trova nella parte terminale un'impedenza di 73 ohm (impedenza bassa). Di conseguenza, per avere un buon trasferimento di energia, alla base, dovremo avere un'alta impedenza. Tale impedenza elevata si ottiene disponendo i condensatori C al massimo della capacità e sintonizzando alla risonanza il circuito con C_1 in parallelo (fig. 214 B).

Quando l'antenna funziona sulla seconda armonica essa si comporta come due dipoli e pertanto, al centro, non abbiamo più una bassa impedenza bensì un'impedenza elevata quale quella all'estremità di un dipolo.

Rispetto alla lunghezza d'onda, la linea che nel caso della fondamentale, era un quarto di onda, è adesso di mezz'onda ossia 2/4 d'onda.

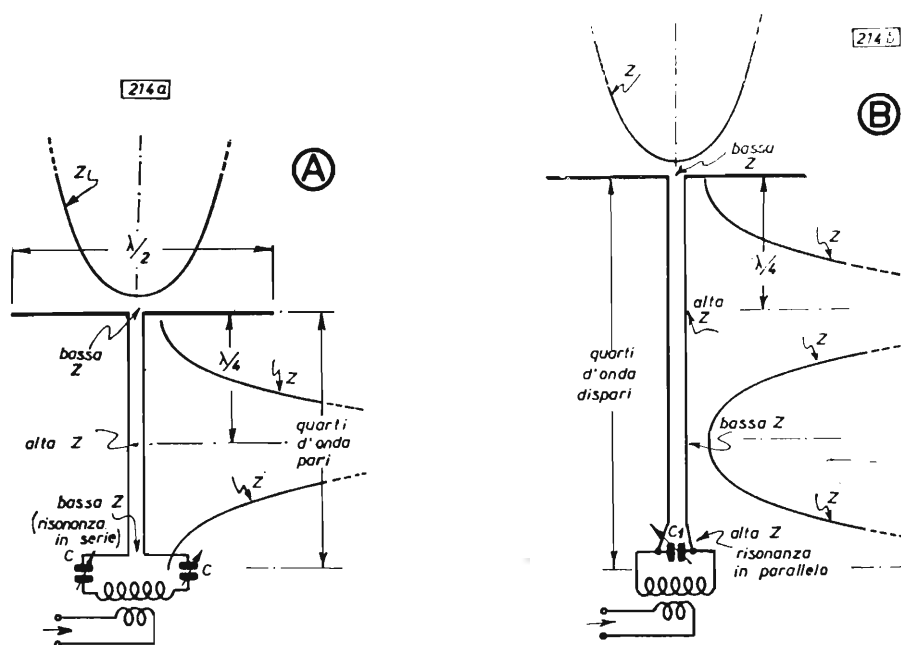



Fig. 214

Alimentazione con linee bifilari risonanti:
A e B) Antenna Levy

Allora, se all'estremità della linea troviamo un'alta impedenza, al primo quarto d'onda l'impedenza dovrà essere bassa, ma al secondo quarto d'onda l'impedenza ridiventa alta ed allora anche in questo caso, il trasferimento di energia avviene sintonizzando C_1 in parallelo.

Pertanto, in questi due casi, la combinazione « in serie » (fig. 214 A) non viene utilizzata.

Come si sintonizza una Zeppelin sulla fondamentale e sulla seconda armonica.

Supponiamo di avere un'antenna Zeppelin la cui lunghezza è metà della fondamentale e la discesa è lunga un quarto d'onda, rispetto alla fondamentale. La linea, essendo posta all'estremità dell'antenna, trova una impedenza terminale elevata, quindi, all'estremità inferiore, dovrà esserci una bassa impedenza.

La sintonia, a bassa impedenza, viene ottenuta portando al minimo la capacità di C_1 e regolando contemporaneamente i due condensatori C in modo da avere la massima corrente R.F. alla base della linea (figura 214 D).

Nel funzionamento in seconda armonica, l'antenna è lunga un'onda intera e, all'estremità, abbiamo ventre di tensione, quindi un'impedenza elevata.

La linea è lunga 2/4 d'onda perciò se alla estremità terminale abbiamo un'impedenza elevata, a metà della linea (primo quarto d'onda) troviamo una bassa impedenza; ma nell'estremità inferiore (secondo quarto d'onda) l'impedenza è elevata (fig. 214 C), pertanto la sintonia avviene facendo risuonare C_1, mentre i condensatori C vengono lasciati alla capacità massima.

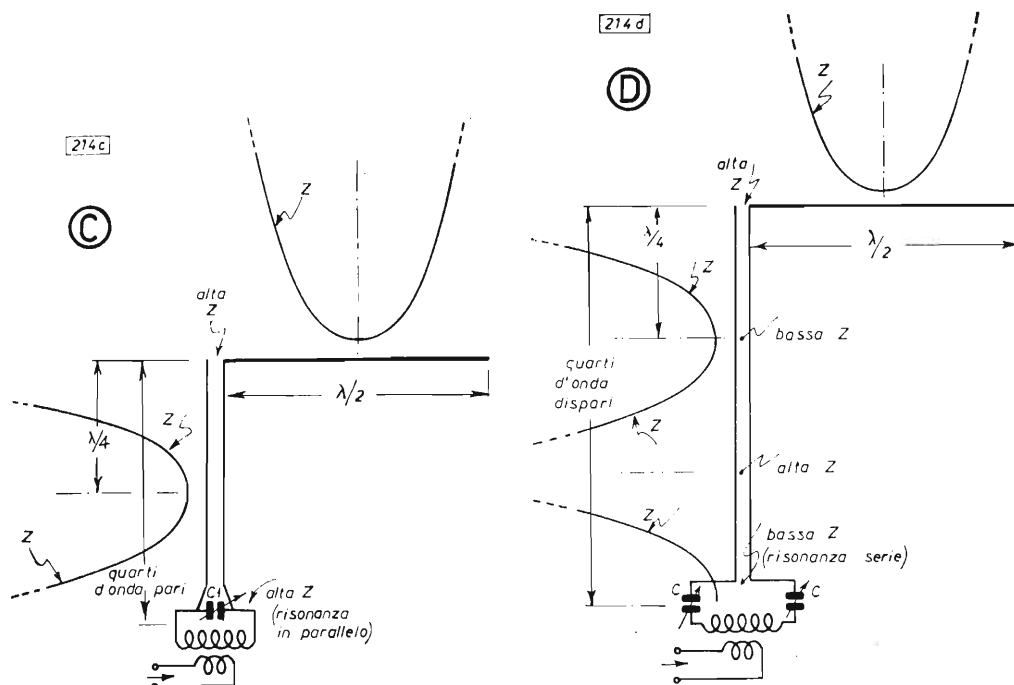



Fig. 214
Alimentazione con linee bifilari risonanti:
C e D) Antenna Zeppelin

Comportamento delle antenne verso le armoniche.

In pratica, ogni antenna semplice, come ad es., il dipolo, irradia bene tanto la fondamentale quanto le armoniche: infatti, l'antenna è un circuito a costanti distribuite che, se risuona sulla fondamentale, non c'è motivo non debba entrare in risonanza anche per i multipli di essa.

Mentre un dipolo sospeso nello spazio risponde a tutti i multipli della fondamentale, un'antenna con un lato collegato a terra risuona spontaneamente solo per le armoniche dispari e quindi attenua quelle pari.

Nei dipoli alimentati con linea aperiodica, siano essi da soli, o parte di un'antenna Yagi, si può avere una attenuazione, se la linea è correttamente terminata per la fondamentale. Infatti si avrà un rapporto di onde stazionarie favorevole (poca attenuazione) solo sulla fondamentale, mentre le armoniche pari, trovando la linea a bassa impedenza, terminata in un punto di alta impedenza, saranno attenuate nella linea, da un'elevato ammontare di onde stazionarie. Questa attenuazione «di linea» non si verifica più la 3ª armonica, che trova il centro del dipolo a bassa impedenza, come nel caso della fondamentale.

Le antenne con linee bifilari in aria, discriminano la fondamentale dalle armoniche, solo in virtù del pannello adattatore (circuiti LC) posto alla base della linea, però la selettività offerta da questi circuiti, specie se l'ingresso che termina il cavo del trasmettitore è un link, è ottima.

La « presa calcolata » collegata direttamente al « pi greco » del trasmettitore e le antenne multibanda (antenne in cui si ha l'adattamento della linea a tutte le bande HF, mediante trappole) non offrono ovviamente, alcuna discriminazione contro le armoniche.

Filtro nella linea.

La linea concentrica si presta bene alla inserzione di un filtro che, oltre ad attenuare le armoniche sui canali radiantistici, può ridurre la possibilità di interferenze alla TV (TVI).

Un semplice filtro, come ad esempio un circuito LC posto in risonanza per la frequenza di emissione, con la sua selettività è in grado d'attenuare tutte le frequenze, ad eccezione di quelle intorno al punto d'accordo.

Il filtro passa-basso, ha il compito di tagliare tutte le frequenze al di sopra di quella di « frontiera », mentre quelle al di sotto subiscono pochissima attenuazione. Tale filtro è costituito da induttori in serie e capacità in parallelo: i condensatori hanno lo scopo di corto-circuitare le frequenza al di sopra della frontiera, gli induttori, con la loro alta reattanza in serie, impediscono a tali frequenze di oltrepassare il filtro. La frequenza di frontiera deve essere scelta al di sotto della armonica da sopprimere, pertanto se un trasmettitore è ricco di armoniche, può darsi si debba sostituire il filtro sulla linea, quando si passa da una gamma di emissione all'altra.

Antenne direttive.

Concentrano l'energia irradiata in un determinato senso o direzione.

Si possono suddividere in « antenne molto lunghe » (long wire); cortine, antenne ad elementi parassiti, con superfici riflettenti, telai.

Antenne « long wire ».

Sono antenne aperiodiche, in cui i conduttori sono disposti a forma di V o di losanga (rombiche). Ogni braccio del V o del rombo, è lungo alcune lunghezze d'onda. Il lobo principale abbandona l'antenna ad un certo angolo, rispetto al conduttore. La antenna a V è bidirezionale, la rombica forma un fascio concentrato in una sola direzione.

Cortine.

Si tratta di dipoli di mezza onda, alimentati in opportuna fase, mediante tronchi di linee. Gli elementi vengono spaziati

in modo che il concorso dell'energia irradiata formi due lobi perpendicolari all'allineamento dei dipoli; le cortine sono infatti bidirezionali. Disponendo una cortina di dipoli simile alla prima, alimentata in fase opportuna, questo sistema di elementi radianti può concentrare l'energia in una sola direzione.

Fra le varie cortine, tipica la « end fire » in cui gli elementi sono allineati nella direzione della massima irradiazione ed alimentati in fase opportuna per formare un lobo unidirezionale.

Antenne ad elementi parassiti.

In queste, l'unico elemento alimentato è il dipolo detto « radiatore », gli altri elementi sono accoppiati ad esso per induzione elettromagnetica.

Possono essere bidirezionali, ma è relativamente facile renderle unidirezionali.

Antenne con superfici riflettenti.

Un grigliato, costituito in genere, da rete metallica leggera, forma la superficie riflettente, posta ad una certa distanza dal dipolo alimentato. La superficie riflettente può assumere forme diverse: riflettore piano, diedro, paraboloide. Si aumenta il guadagno del diedro (fino a 15 dB) riducendo l'angolo a 45° ed aumentando la lunghezza dei lati, fino a due o 3 lunghezze d'onda. Il riflettore parabolico, se di grande superficie, rispetto alla lunghezza d'onda, offre guadagni altissimi.

Telai.

Da qualche anno gli OM hanno riscoperto le proprietà direzionali del telaio, innalzando grandi « Quad » sul tetto, due telai paralleli formano un sistema unidirezionale, mentre il telaio, da solo, è bidirezionale, con senso ortogonale alla superficie del piano racchiuso dal filo.

Effetto della terra sull'antenna a polarizzazione orizzontale.

I diagrammi di fig. 215 considerano i campi che si manifestano parallelamente al terreno. I campi generati da un filo orizzontale, visti perpendicolarmente al terreno, hanno in pratica, sviluppi molto

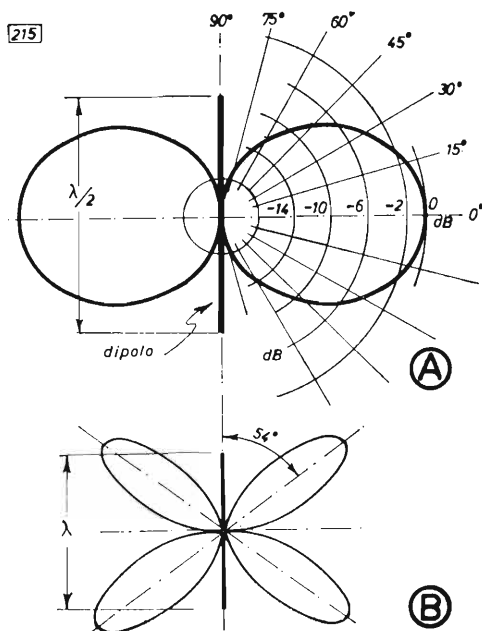



Fig. 215

A = diagramma a 8 del dipolo λ/2
B = diagramma a 4 lobi dell'antenna ad onda intera.

diversi da quelli teorici. In teoria, infatti, si considera l'antenna libera nello spazio a grandissima distanza dalla terra, in pratica l'antenna si trova abbastanza prossima alla terra; questa riflette l'energia che la investe, l'energia riflessa va a sommarsi a quella irradiata verso lo spazio.

Il campo totale, in una direzione qualunque, è in realtà, la somma vettoriale dell'onda diretta e dell'onda riflessa dal terreno (fig. 216 A).

Considerazioni pratiche, hanno portato alla semplificazione della « antenna immagine » posta al di sotto del terreno, ad una profondità eguale alla altezza della antenna.

Nel considerare l'altezza da terra H, è opportuno sottrarre qualche metro alla altezza effettiva, perché il suolo veramente conduttore, con un coefficiente di riflessione di poco inferiore all'unità, è da 1 a 3 metri di profondità, in dipendenza

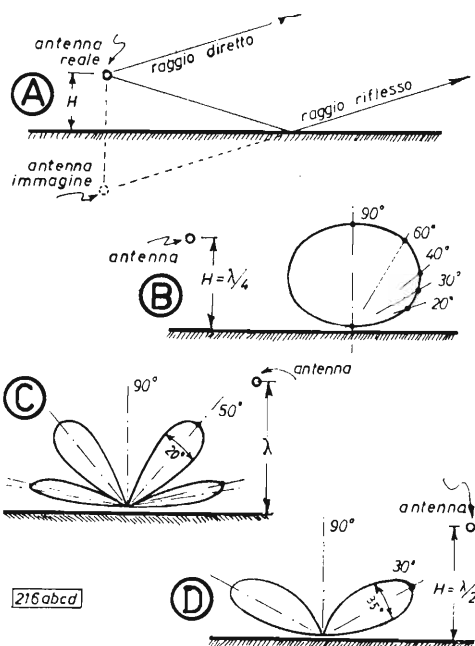



Fig. 216

Effetto della terra sulle antenne orizzontali

A) Teoria dell'antenna immagine

B-C-D) Diagramma verticali teorici

E) Diagramma reale di un'antenna a 3/5λ sul suolo

delle condizioni di umidità, presenza di condutture metalliche, radici di alberi ecc.

I diagrammi d'irradiazione verticali per diverse altezze da terra (H) sono riportati in figg. 216 B-C-D-E; da essi si vede che per effetto della riflessione dell'antenna immagine, si ha l'aumento del campo in determinate direzioni, e la cancellazione sotto altri angoli verticali. E' interessante osservare che l'angolo di elevazione del primo lobo, diminuisce coll'aumentare dell'altezza da terra dell'antenna.

Dalle figure si deduce che, per ottenere forti radiazioni prossime all'orizzonte, con antenna polarizzata orizzontalmente, occorre disporre il filo ad altezze eguali o maggiori di una lunghezza d'onda. In figura 216 E, un caso tipico, rappresentato dalla emissione su 14 MHz, con antenna posta a circa 13 m dal suolo conduttore.

Antenne verticali con un estremo a terra.

La necessità di una irradiazione uniforme nel piano orizzontale e quella di poter concentrare l'energia sotto angoli verticali bassi, onde poter raggiungere le massime distanze DX; hanno volto l'interesse degli OM verso le antenne verticali. Effettivamente, coi tubi in lega leggera si possono realizzare radiatori alti 20 m senza eccessive difficoltà. Queste antenne, derivate dalla « Marconi », hanno l'estremità in feriore posta a terra in serie al trasmettitore.

La «Marconi» equivale ad una linea monofilare il cui estremo opposto al trasmettitore è aperto (figura 207); retroceden-

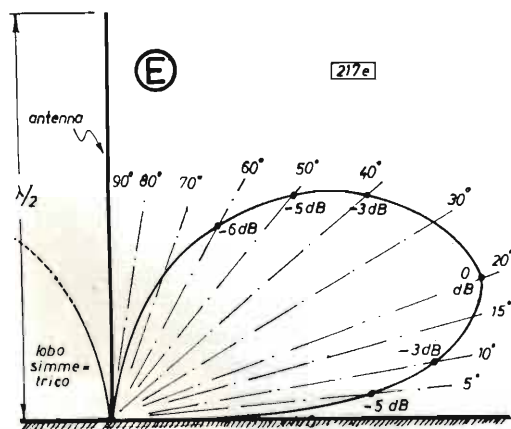
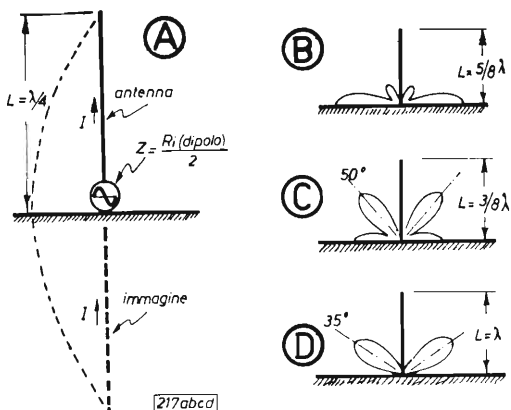



Fig. 217

Effetto della terra sulle antenne verticali

A) Teoria dell'antenna immagine

B - C - D) Diagrammi verticali teorici

E) Diagramma verticale d'una antenna lunga mezza onda

do dal nodo di corrente del lato aperto, la distribuzione di corrente è sinoidale.

Secondo la teoria dell'antenna immagine, per tener conto dell'effetto della terra, l'antenna lunga λ/4 ha il ventre di corrente nel punto di connessione al trasmettitore (fig. 217 A). Se l'antenna non eccede la lunghezza effettiva di λ/2 la radiazione è concentrata principalmente fra 10° e 40° verticali, per angoli bassissimi si ha una attenuazione dovuta alla terra imperfetta (fig. 217 E).

Se la lunghezza eccede λ/2 cominciano a comparire dei lobi secondari ad angolo alto come in figg. 217 B-C-D. La modifica del diagramma di irradiazione verticale è dovuta al fatto che una parte della antenna più lunga di mezza onda, viene percorsa da una corrente in senso opposto, che modifica l'irradiazione, ed incrementa, via via, il campo verso angoli alti.

L'antenna verticale che dà il massimo campo a bassissimi angoli è la λ/2 (figura 217 E).

Importanza dei bassi angoli d'irradiazione.

L'energia che abbandona l'antenna con angoli di pochissimi gradi può fare i salti più lunghi: via strato E = 2000 km; via strato F_2 = 4200 km.

Tornando a terra, le onde vengono rimandate in alto, per un salto successivo e così via. Però ad ogni salto si ha assorbimento da parte del terreno e dello strato D. Pertanto, se le onde hanno la massima energia sotto angoli bassi, si può sfruttare il salto più lungo e raggiungere una certa distanza con minori riflessioni. Es.: distanza = 12.000 km, si può raggiungere con tre salti di 4000 km, oppure 4 di 3000 km; però l'onda arrivata con tre salti creerà un campo più intenso, avendo subito minore attenuazione.

Antenna « ground plane ».

Con questo nome è conosciuta la « Marconi » montata sul tetto, col piano di terra riportato: almeno 4 bacchette o fili sono disposti orizzontalmente. La parte verticale è isolata, ad essa si collega lo spezzone di cavo concentrico da 52 ohm, lungo un quarto d'onda elettrico. La calza del cavo viene collegata, al supporto metallico che mette in corto circuito i 4 conduttori orizzontali.

Allo spezzone di cavo da 52 ohm, che funziona da trasformatore di impedenza

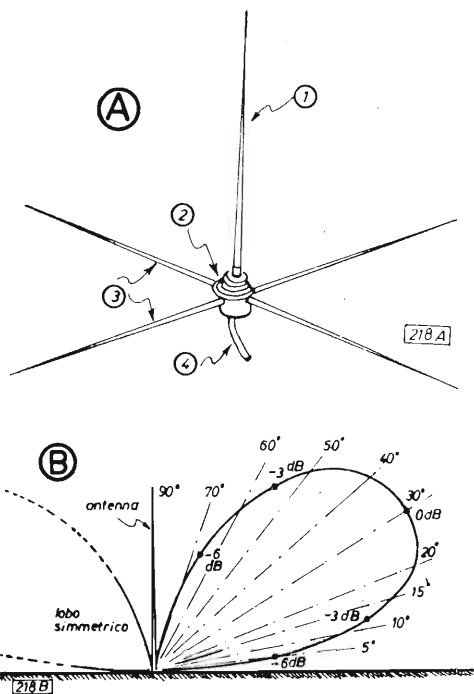



Fig. 218

A = Antenna « ground plane »
- 1 = Radiatore verticale λ/4
- 2 = Isolatore di base
- 3 = Piano di terra costituito da almeno 4 conduttori
- 4 = Cavo concentrico

B = Diagramma verticale tipico di una antenna λ/4 ;
il lobo principale a — 3dB (in potenza) è compreso fra 12° e 55°

ad un quarto d'onda, si collega poi, la linea concentrica a 72 ohm, aperiodica, e quindi di lunghezza qualsiasi. Il sistema può funzionare su una sola gamma.

Nell'antenna verticale λ/2 l'impedenza alla base è alta, l'alimentazione deve essere diversa: tra il cavo concentrico da 72 ohm e l'estremo verticale isolato, deve essere interposto un circuito risonante (LC) in parallelo, oppure altri artifici, che adattino la bassa impedenza del cavo a quella alta che si riscontra alla base dell'antenna. Quindi una λ/4 per i 7 MHz, non può esser impiegata come λ/2 per i 14 MHz, a meno che non si usi la linea bifilare in aria.

Antenne con elementi parassiti.

Un elemento di antenna, non alimentato, posto nelle immediate vicinanze di un elemento irradiante, si accoppia elettricamente ad esso e prende il nome di « parassita ». L'ampiezza e fase della corrente che scorre nel parassita dipendono dalla distanza fra i due elementi e dalla lunghezza del parassita, che sarà un po' più lungo, od un po' più corto di mezza lunghezza d'onda.

La corrente indotta che scorre nel parassita produce un irradiazione che, componendosi con quella del radiatore, modifica il diagramma d'irradiazione di quest'ultimo.

In fig. 219 A è rappresentato il comportamento del parassita posto ad una distanza costante di 0,1 λ . Il parassita più lungo di λ/2 di un ammontare medio del + 5 %, ha un comportamento di tipo induttivo per la frequenza di lavoro, in quanto essendo più lungo, è portato a risuonare spontaneamente su una frequenza più bassa.

In questo caso, l'energia è concentrata in senso opposto ed il parassita prende il nome di RIFLETTORE.

Il parassita più corto di λ/2, di un ammontare di circa —4%, ha un comportamento di tipo capacitivo, perché la sua lunghezza lo porterebbe a risuonare su una frequenza più alta: l'energia si concentra nel verso opposto al precedente. L'elemento prende il nome di DIRETTORE.

In fig. 219 B vedesi il comportamento dei parassiti lunghi λ/2, quando viene variata la distanza dal radiatore (Antenna).

Come conseguenza di accoppiamenti stretti, piccole spaziature, si ha un notevole abbassamento della resistenza di radiazione dell'elemento alimentato. Tale abbassamento di resistenza dipende dalla

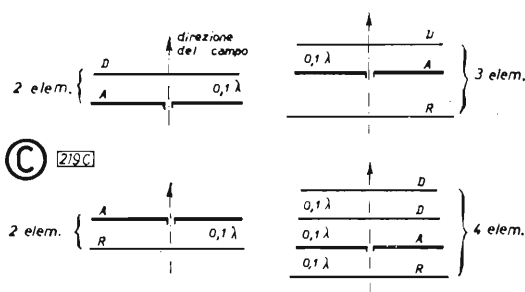
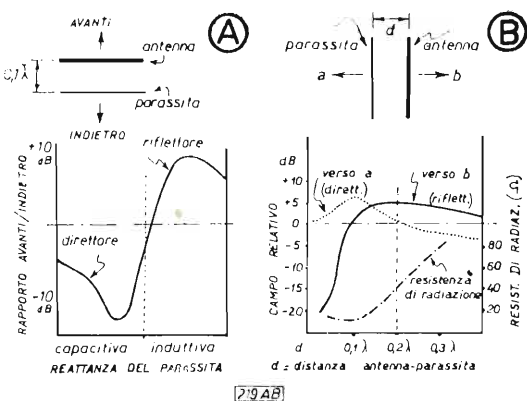



Fig. 219

forte corrente che scorre nell'elemento alimentato, la corrente è dovuta all'energia rimandata sul radiatore dagli elementi parassiti.

Per antenne a 4 elementi, la resistenza di radiazione può discendere a soli 4 ohm e queste basse resistenze rendono assai problematica la alimentazione. Fra i tanti metodi escogitati, uno si basa sull'impiego del dipolo ripiegato.

E' quindi sempre opportuno, interporre nella linea, un dispositivo che dia una indicazione del miglior adattamento, a cui corrisponderanno le minori onde stazionarie.

Purtroppo, nella maggior parte dei casi, dopo aver riscontrato che « esistono onde stazionarie » si dovrà anche interporre un pannello adattatore, costituito da induttanze e condensatori variabili, fra trasmettitore e carico.

Conseguenze delle onde stazionarie nella linea aperiodica.

Abbiamo detto, che la linea aperiodica non deve avere onde stazionarie. In effetti molte volte, l'impedenza dell'antenna non è puramente resistiva, il disadattamento è talmente grande che la capacità del condensatore di uscita del π non riesce a cancellare la reattanza riflessa.

E' una spiacevole condizione che si verifica nella maggiore parte dei casi: allora insorgono più forti le interferenze alla TV; si ha emissione di armoniche; difficoltà a « caricare » il trasmettitore, cioè a trasferire alla antenna l'energia generata.

Effetto delle onde stazionarie sul volano del trasmettitore.

Se una linea aperiodica non è chiusa sulla sua impedenza caratteristica, le reattanze presenti all'ingresso disturbano la sintonia del volano e il trasmettitore non viene adeguatamente caricato.

Quindi tanto la sintonia, come il carico voluto, sono resi difficoltosi da un elevato rapporto di onde stazionarie.

Se si trova una soluzione di compromesso, può accadere che piccoli spostamenti di frequenza richiedano un aggiustaggio considerevole della sintonia e del carico del volano.

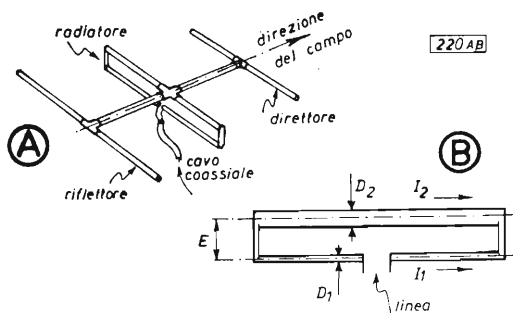



Fig. 220

A) Antenna Yagi a tre elementi
B) Dipolo ripiegato ad elementi disuguali

Il dipolo ripiegato ad elementi ineguali.

Il dipolo ripiegato di fig. 220 A ha i conduttori eguali, in essi scorrono correnti eguali, e si può dimostrare che la resistenza d'irradiazione diviene 4 volte maggiore (vds anche fig. 213).

Volendo ottenere rialzi d'impedenza maggiori di 4, si sceglie, per il conduttore collegato alla linea (fig. 220 B) un diametro minore di quello dell'altro conduttore parallelo.

Ragionando in termini d'impedenze, si deduce che le correnti che percorrono i due conduttori stanno fra loro nel rapporto

$$I_2/I_1 = \frac{\log \frac{E}{R_1}}{\log \frac{E}{R_2}}$$

in cui E = distanza fra i centri dei due conduttori:

r_1 = raggio del conduttore alimentato = $D_1/_2$

r_2 = raggio del conduttore di maggior diametro = $D_2/_2$

Poiché la potenza irradiata dal dipolo ripiegato è $W = R_r\,(I_1)^2$ si arriva facilmente a concludere che, scegliendo opportunamente i diametri D_1, D_2 e la distanza E, si può moltiplicare molte volte la resistenza iniziale; infatti minore la corrente I_1, maggiore R_r, essendo i watt W costanti.

In fig. 220 C riportiamo un nomogram-

Fig. 220 C

Nel primo riquadro D_1 è in ascisse; il rapporto D_2/D_1 in ordinate; le inclinate danno D_2.

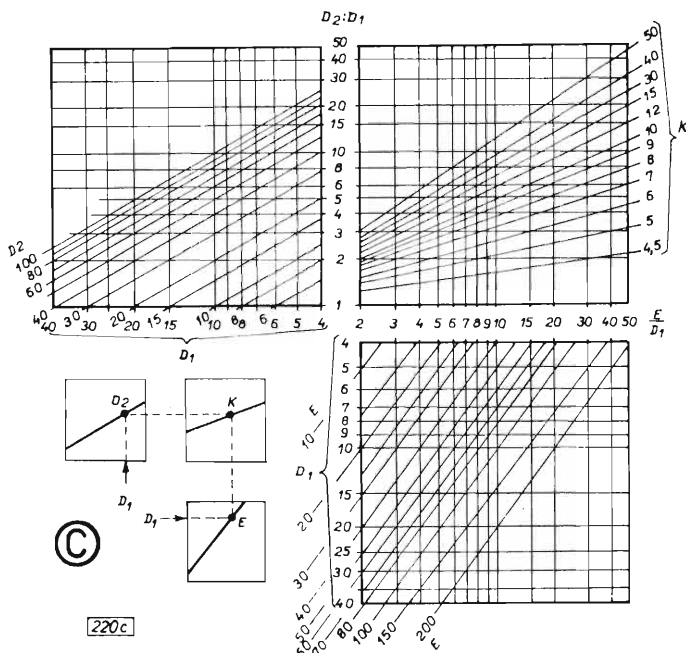
Nel secondo riquadro abbiamo K da 4,5 a 50.

Nel terzo riquadro D_1 è in ordinate; in ascisse E/D_1.

Esempio:

Si voglia un K = 12. Facciamo allineare l'inclinata K = 12 con D_2/D_1 = 5;

Dal punto d'intersezione scendiamo per incontrare il rapporto E/D_1 = 8.

Facendo riferimento a 220B vediamo che all'attacco della linea l'impedenza sarà 12 volte, se D_2 è $5D_1$ e la distanza E = $8D_1$.

ma per il dimensionamento di dipoli ripiegati con elementi di diametro differente. Il coefficiente di moltiplicazione della resistenza d'ingresso « k » può essere pari a 10÷20, senza andare incontro a particolari complicazioni costruttive; infatti, avendo fissato il diametro dei tubi di cui si dispone, si può scegliere la distanza fra i centri E, che permette di ottenere il k desiderato.

Rivelatori di onde stazionarie nelle linee aperiodiche.

Per le linee bifilari in piattina da 300 ohm, un metodo davvero semplice è quello di fig. 221 A. Il rivelatore è costituito da due lampadine collegate ad una spira chiusa, costituita da circa 40 cm (1) di piattina cortocircuitata alle estremità (2). Il rivelatore viene appoggiato aderente alla linea (3).

Se le onde stazionarie sono alte, le due lampade brillano di eguale intensità, questo significa che l'energia riflessa è forte. Al miglior adattamento, cioè onde stazionarie trascurabili, corrisponde la condizione:

— lampadina verso il trasmettitore: accesa;

— lampadina verso l'antenna: spenta.

Nel costruire la sonda, si tagli un filo esattamente a metà, si tolga poi, tanto isolamento, quanto basta per poter saldare i due fili alla parte filettata delle lampadine (da 1,5 a 3 volt).

Quindi si scopra 1 cm di filo della linea di trasmissione e si saldi un pezzettino di filo, che successivamente verrà attaccato alle due estremità dei culotti delle lampadine (4).

La maggior parte dei circuiti volano dei moderni trasmettitori ha il volano di uscita da 50 o 70 ohm, asimmetrico, cioè adatto alle linee concentriche. Pertanto uno dei problemi più comuni è quello del ricercare il miglior adattamento d'impedenza nelle linee concentriche.

Il rivelatore schematizzato in fig. 221 F si basa sul medesimo principio di quello illustrato dianzi: un filo sottile è stato posto vicino al conduttore interno della linea concentrica (L); l'energia che scorre nella linea, induce una tensione RF nel filo-sonda (F).

L'energia che scorre in « AVANTI » provoca la massima deflessione di S; per mantenere la lancetta entro la scala, si agisce sul potenziometro da 25 KΩ. Poi si commuta K, in posizione INDIETRO; l'assenza di onde stazionarie è rivelata dalla lettura zero di S. Maggiore la deflessione di S, in questa seconda lettura, più alto il rapporto di onde stazionarie.

Nella maggior parte dei casi si troveranno onde stazionarie, allora l'OM coscienzioso installerà un adattatore d'impedenza fra la linea ed il carico.

Costruzione di un rivelatore di onde stazionarie per cavo concentrico.

In fig. 221 B si vede la disposizione costruttiva. Il cavo concentrico L, lungo 40 cm, è avvolto intorno allo strumento S, per ridurre l'ingombro; con tale disposizione, il pannellino può avere le dimensioni frontali di 11 cm per 14 cm. Il commutatore K è posto sopra allo strumento, la spazzola del contatto centrale, si collega direttamente al filo-sonda F, appena questo esce dalla calza del cavo. I due innesti a ghiera, per cavo concentrico « I » sono nella parte superiore, ripiegata, del pannellino. Per evitare interazione fra entrata (dal XMTR) e uscita (verso l'ANT) le due estremità del cavo sono schermate da due imbutini di rame, saldati alla calza e fissati con i dadi e bulloncini usati per attaccare la base delle ghiere al pannellino.

Dopo aver tolto il mantello di polivinile allo spezzone di cavo, questo si presenta come in fig. 221 C; allora si comprime la calza per fare spazio intorno al dielettrico che isola il conduttore interno.

Si praticano, quindi due fori fra le maglie della calza e si infilano 50 cm di filo di rame smaltato « F » di fig. 221 D, il filo, ha il diametro di 0,30 smalt. Poi si tira di nuovo la calza in modo da far aderire molto bene la sonda al dielettrico, e con l'ohmetro ci si accerta che F sia isolato

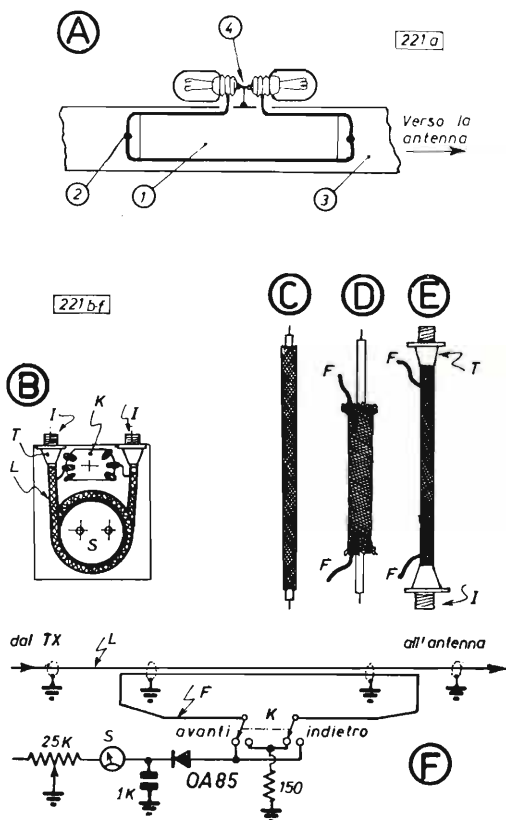



Fig. 221

dalla calza: se lo smalto è screpolato risulterà un corto circuito o bassa resistenza. Si saldano i collari degli imbuti T alle estremità della calza, dopo aver collegato il conduttore interno del cavo allo spinotto interno della ghiera filettata « I » (figura 221 E).

Parliamo a fondo dell'onda radio.

Un'onda radio è un'onda elettromagnetica che trasporta energia elettrica nello spazio libero. Essa si propaga alla velocità di 300.000 km/sec, è costituita da campi elettrico e magnetico ad angolo retto tra di loro e giacenti in un piano normale alla direzione di propagazione. Questo piano, che contiene i due campi elettrico e magnetico si chiama fronte d'onda. L'onda quindi, si propaga in una direzione normale al fronte d'onda. Un'onda radio si dice polarizzata rettilineamente, se i vettori rappresentanti il campo elettrico in tutti i punti dell'asse di propagazione (a cui sono per definizione normali), risultano paralleli tra di loro; cioè il vettore campo elettrico, giace sempre in un piano contenente l'asse di propagazione, che si chiama: piano di polarizzazione.

In particolare l'onda si dirà polarizzata orizzontalmente se il piano di polarizzazione è orizzontale, polarizzata verticalmente se tale piano è verticale.

Il fronte d'onda di un'onda irradiata giace sempre in un piano perpendicolare alla linea tracciata verso l'antenna.

Significato di polarizzazione.

L'onda polarizzata orizzontalmente è quella le cui linee di forza del campo elettrico sono parallele al terreno, ossia sono orizzontali. Nella polarizzazione verticale, le linee di forza elettriche sono perpendicolari al terreno.

Le antenne orizzontali irradiano onde con polarizzazione orizzontale, le verticali danno origine ad onde polarizzate verticalmente. Mediante speciali antenne (a spirale) si ottengono forme di polarizzazione diverse, ad esempio: circolari, ellittiche, ecc.

Come avviene la trasmissione di energia RF.

Il collegamento radio tra due punti distanti è dovuto all'irradiazione di energia da parte di un'antenna trasmittente, ener-

gia che, sotto forma di onde elettromagnetiche (od onde radio) si propaga nello spazio e raggiunge l'antenna ricevente.

Come si classificano le onde elettromagnetiche secondo la propagazione.

Le onde radio assumono denominazioni varie a seconda del loro meccanismo di propagazione. Esso è influenzato da vari fattori, la maggior parte dei quali dipende dalla frequenza; in generale le onde si classificano in:

- onde superficiali o terrestri (propagazione terrestre);
- onde ionosferiche (propagazione ionosferica);
- onde troposferiche (propagazione troposferica);
- onde spaziali (propagazione spaziale).

Descrizione del meccanismo secondo il quale si può cambiare la direzione di propagazione di un treno d'onda.

Il processo più comune è riflessione per rifrazione. Il mezzo riflettente può essere una superficie metallica, la configurazione fisica del terreno, la discontinuità della jonosfera o della bassa atmosfera (troposfera).

L'onda terrestre.

L'onda superficiale o terrestre si propaga scivolando sulla superfice terrestre, che esercita un assorbimento od attenuazione crescente con la frequenza. Esiste, quando le antenne trasmittente e ricevente sono poste alla superfice del suolo e sono verticalmente polarizzate. E' il mezzo preferenziale per la propagazione dell'energia nella gamma delle onde chilometriche (30 ÷ 300 kHz) ed in minor misura nella propagazione diurna di quelle ettometriche (300÷3000 kHz), infatti a queste frequenze, l'onda ionosferica è fortemente attenuata, nelle ore di luce, dall'attraversamento dello strato D.

Per favorire l'onda terrestre i diffusori ad onde medie hanno di norma, antenne costituito da tralicci verticali $\lambda/2$, con uno sviluppatissimo e ben ramificato sistema di terra.

Onda spaziale.

L'onda spaziale non è soltanto quella che si propaga negli spazi e che non risente della riflessione ionosferica.

Dicesi onda spaziale anche quella che si propaga molto vicino alla terra e collega due posti che « si vedono » fra loro.

Trattasi dunque, di una propagazione che interessa le VHF e le UHF.

Di norma l'onda spaziale od ottica, si propaga nello spazio, quasi come un raggio diretto fra trasmettitore e ricevitore. E' il mezzo principale di propagazione della energia alle frequenze superiori ai 30 MHz (onde metriche, decimetriche e centimetriche). A queste frequenze elevate, la ionosfera non riflette più le onde verso terra e l'attenuazione dell'onda terrestre è estremamente rapida.

Le trasmissioni TV e la radiodiffusione FM si propagano essenzialmente con onde spaziali, però la componente « troposferica » dà spesso, un apprezzabile contributo per coprire distanze maggiori della portata ottica.

Che cos'è la propagazione troposferica.

In teoria le onde metriche si propagano in linea retta, però, normalmente si ha una buona ricezione anche al di là della portata ottica.

Ciò è dovuto al fatto che le onde, almeno fino ai 300 MHz (1 metro) subiscono una certa incurvatura, passando attraverso strati di aria aventi diversa densità: a causa della diversa temperatura, e grado di umidità.

Tale propagazione avviene nella bassa atmosfera, la quale, ha appunto il nome di « troposfera ».

La propagazione troposferica, in particolari condizioni, ad esempio fra due aree di alta pressione (bel tempo), ferme od in

movimento, consente eccezionali collegamenti, a distanza di parecchie centinaia di chilometri.

Come avviene la propagazione delle onde al di sotto dei 10 metri.

Al crescere della frequenza l'indice di rifrazione si avvicina all'unità e pertanto le frequenze molto elevate non subiscono l'incurvatura da parte della ionosfera.

Mancando la ricezione dell'onda ionosferica, teoricamente si possono ricevere solo dei treni di onda che hanno abbandonato l'antenna parallelamente al terreno e la massima distanza copribile, in teoria, corrisponde alla portata ottica:

Km $= 3{,}4\ \sqrt{h_1} + \sqrt{h_2}$ dove h_1 e h_2 = altezza delle due antenne in metri.

Eccezionalmente, e con maggiori possibilità nella gamma dai 30 ai 50 MHz, più raramente per frequenze più alte, si possono avere particolari condizioni ionosferiche tali da permettere la captazione di segnali a grande distanza.

L'onda troposferica.

L'onda troposferica si riferisce all'energia che si propaga attraverso rifrazioni nella troposfera. La troposfera è quella parte di atmosfera terrestre dello spessore di circa 10 km adiacente alla superfice terrestre. Le riflessioni troposferiche sono causate da leggere discontinuità nell'indice di rifrazione della troposfera quali potrebbero esistere ai bordi di due masse d'aria aventi un diverso contenuto di umidità. Queste riflessioni troposferiche hanno una importanza pratica per le frequenze maggiori di 30 MHz.

Per via troposferica si hanno deboli ma persistenti segnali a distanze entro i 400 km e oltre, se la posizione delle stazioni è favorevole.

Questo tipo di propagazione VHF è relativamente indipendente dalla frequenza. Essendo il rumore bassissimo, la comprensibilità dei segnali dipende essenzialmente dalla potenza del trasmettitore, dal guadagno delle antenne, dal rapporto segnale/rumore nel ricevitore, dagli ostacoli naturali.

Costituzione dell'alta atmosfera.

Nella figura 222 vedesi il panorama del cielo al di sopra delle nostre teste, così come i fisici l'hanno pazientemente costruito, un po' alla volta, con l'ausilio di mezzi d'indagine sempre più avanzati.

Dalla figura si rileva l'andamento approssimativo di alcune grandezze classiche come Temperatura e Pressione, in funzione della Quota.

Sono inoltre, riportati altri vistosi fenomeni pertinenti dell'alta atmosfera ad es:
- Separazione dei gas per diffusione.
- Ionizzazione e sue conseguenze: come, aurore boreali, rifrazione delle onde elettromagnetiche, negli strati E - F_1 - F_2.

Inoltre, sono messe in evidenza, le principali fonti di ionizzazione finora identificate:
- Radiazioni solari.
- Corpuscoli.
- Raggi cosmici.
- Meteoriti.

1. - Pressione, coll'aumento di quota, la pressione non segue una regola prevedibile, in funzione del peso dei gas; allo stato attuale delle nostre conoscenze, non è facile dire con esattezza « quanto pesa » l'atmosfera a grandissime altezze.

La legge di Laplace è stata riscontrata valida solo fino a 50 km di quota.

A 100 km, recenti misure, danno una pressione di un milionesimo di atmosfera; a 500 m sarebbe nell'ordine di 10^{12} atmosfere, grandezza che corrisponde ad un vuoto molto maggiore dei nostri migliori « vuoti spinti ».

Dai 50 km in su, si accentua la separazione dei gas per diffusione e sono ritenute valide le leggi di Dalton.

2. - Temperature. Nella fig. 222 le temperature sono espresse in gradi Kelvin ($^\circ K = {}^\circ C + 273$). Partendo dal livello del mare, il gradiente è di —7°C ogni 1000 m di quota. Nella stratosfera troviamo una temperatura media di —55°C. Agli 80 km di quota si passano i 273°K = Zero °C; poi

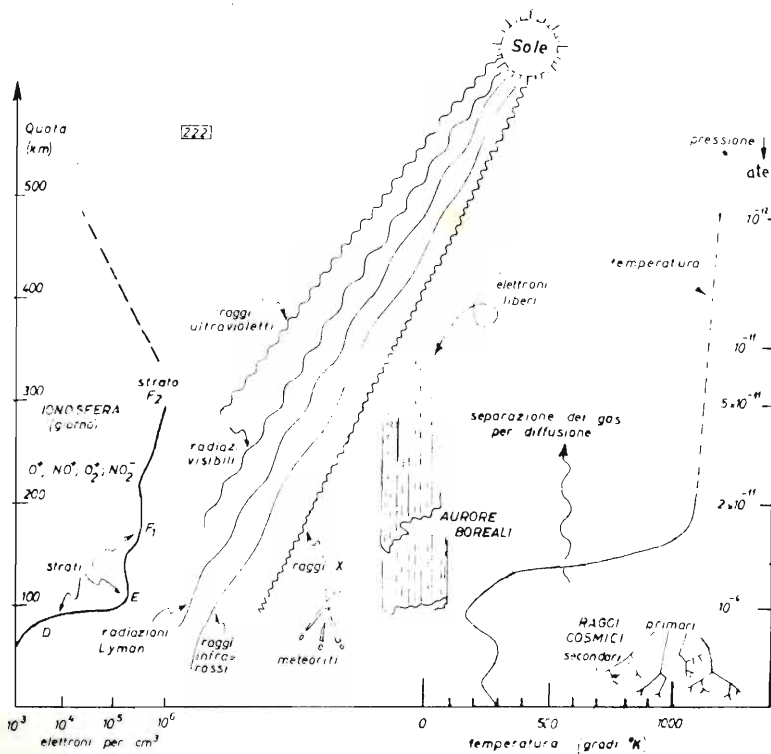



Fig. 222

si ha una discesa sotto lo 0°C; ma tra i 100 ed i 200 km si ha una rapidissima salita fino ad oltre 700°C (1000°K).

Al di sopra dei 200 km, la conduzione del calore è così bassa, che la temperatura non varia più in funzione dell'altezza.

La parte più calda dell'alta atmosfera è detta Termosfera, le sue principali fonti di riscaldamento sono i raggi Ultravioletti ed i raggi X, ambedue dovute al Sole. Dopo il tramonto, si riscontra una marcata diminuizione delle temperature della termosfera.

— Nei periodi di massima attività solare (ciclo undecennale) la temperatura della termosfera può salire a 1900°C di giorno, e 1100°C di notte.

— Nei periodi di minima attività solare ci troviamo invece, nelle condizioni di figura 222: di giorno, con massimi di 700°C, di notte si discende a soli 300°C.

Queste grandi variazioni di temperatura danno origine a vistosi fenomeni chimico-fisici.

3. - Composizione dell'alta atmosfera: mentre in basso si trova ossigeno al 68% ed azoto al 21%, più in alto si presenta prima una stratificazione per diffusione, poi prevalgono i fenomeni della termosfera.

In quest'ultima, durante la forte attività solare, si identificano tre componenti principali, stratificate: ossigeno, elio e quindi un grosso involucro esterno di idrogeno.

Per l'elio, si è riscontrato che la fascia è sui 900 km di giorno, mentre di notte scende sui 650 km.

Quando col diminuire della attività solare, diminuiscono anche le radiazioni UV ed i raggi X, col raffreddamento si ha una maggior concentrazione dell'idrogeno.

4. - Stato elettrico: possiamo dire che già a qualche decina di km di quota si incontrano molecole di gas che hanno perduto elettroni (ioni). Però, via via che si sale, facendosi l'atmosfera più rarefatta, il bombardamento dei raggi UV e X dà origine a quella elettrizzazione semipermanente (ionizzazione), che ha il massimo interesse per noi, nella fascia compresa fra i 50 e i 350 km: ionosfera.

Dagli 800 ai 300 km si incontra la 1ª cintura di Van Allen, prevalentemente costituita da protoni catturati dal campo magnetico terrestre.

5. - Fonti di ionizzazione: i raggi UV, assorbiti dal gas, sono la principale fonte di riscaldamento ed ionizzazione. I raggi UV vengono direttamente dal sole.

I raggi X hanno una non trascurabile importanza, essi sarebbero in parte, indirettamente d'origine solare. Si ritiene infatti, che gli elettroni di elevatissima energia, proiettati dal sole, investendo la fascia radioattiva di Van Allen diano origine alle radiazioni X, che poi, concorrono al riscaldamento ed ionizzazione degli strati sottostanti.

Di fatto, l'osservazione sistematica dei raggi X direttamente ed indirettamente generati dal sole, promette di fornirci a breve scadenza, previsioni più precise sulla propagazione ionosferica e sulle perturbazioni magnetiche.

Fenomeni dell'alta atmosfera.

I principali, fortemente interconnessi sono: Rifrazione delle onde E.M., Aurore Boreali, Tempeste magnetiche e ionosferiche.

1. - Aurore: l'indagine spettroscopica, ha identificato, all'origine dei meravigliosi, irreali colori: ossigeno atomico neutro, azoto molecolare ionizzato, idrogeno ionizzato.

Le finissime frange delle cortine verticali dell'aurora, denunciano, coi loro drappeggi, l'andamento delle linee di forza del campo magnetico terrestre. I differenti fantastici colori delle frange rivelano in qual maniera i gas ionizzati, che partecipano al fenomeno visibile, siano suddivisi nell'alta atmosfera.

Come causa prima delle aurore, si identificano le particelle cariche in arrivo dal sole che, entrando a sciami nell'alta atmosfera, eccitano i gas fortemente rarefatti.

Ionosfera e radiopropagazione.

La regione ionizzata si estende da un'altezza di 50-60 km sino a circa 500 km sopra il suolo. Essa è caratterizzata dalla presenza di elettroni liberi, ioni positivi e negativi in presenza di gas rarefatto. La ionizzazione è in gran parte dovuta alla azione del sole; essa è perciò, più forte di giorno che di notte, d'estate che in inverno, nelle zone equatoriali che in quelle artiche; nonché durante i massimi del ciclo solare undecennale.

Influenza della ionosfera sulla propagazione delle radio onde.

Quando una onda radio entra nella ionosfera, il campo elettrico dell'onda esercita una sollecitazione sugli elettroni, mettenendoli in vibrazione alla stessa frequenza. Considerando nullo il campo magnetico terrestre, le vibrazioni avvengono parallelamente al campo elettrico dell'onda e, seguendo il ritmo dell'onda eccitante, tendono ad essere più ampie, quanto più bassa è la frequenza. Poiché ogni elettrone in movimento rappresenta una corrente elettrica, l'elettrone vibrante agisce come una piccola antenna parassita, che assorbe energia dall'onda radio e la reirradia con fase differente, cioè con un certo ritardo di tempo, rispetto alla energia eccitante, ciò perché gli elettroni presentano una certa inerzia alla forza che agisce su di essi.

Teoria della propagazione ionosferica.

Un'onda radio che penetra nella ionosfera, tende ad inflettersi in basso e, se le condizioni sono favorevoli, l'incurvamento sarà tale da far ritornare l'onda a terra, cioè lo strato ionosferico, in definitiva, riflette l'onda radio.

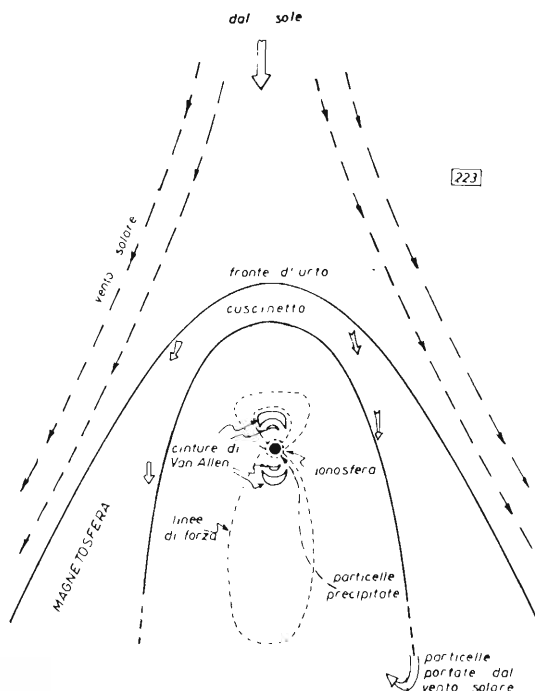



Fig. 223

L'effettivo percorso che essa segue nella ionosfera, dipende dalla sua frequenza, dalle condizioni della ionosfera e dall'angolo con cui le onde penetrano nella regione ionizzata.

Relazioni fra Terra e Sole.

Il Sole è il nostro maggiore astro, ma non è certo completamente conosciuto, sia nella sua essenza, sia riguardo alle sue relazioni con la Terra. Si hanno fondati motivi per ritenere che la ionizzazione e gli altri fenomeni geomagnetici più importanti, traggano origine dall'energia solare.

Una teoria abbastanza recente, parla del « vento solare »: essendo il « guscio » più periferico del sole, caldissimo, si avrebbe una continua espansione dei gas della « corona ». Poiché il Sole gira intorno al suo asse, questo movimento impartirebbe agli atomi dei gas una traiettoria curva; come quella delle particelle d'acqua spruzzate dal getto rotante di un congegno per l'irrigazione a pioggia.

La Terra in tal modo, risulta investita da questo vento ionizzante, che soffia con un'angolazione che varia continuamente. Dopo un'eruzione solare, in un limitato settore, il « vento » originato dalla regione dove ha avuto luogo la eruzione, soffia con maggiore violenza per un certo tempo.

Quando le particelle cariche portate dal « vento » arrivano in prossimità della Terra, il campo magnetico le fa deviare ed allontanare dalla superficie terrestre (figura 223).

Ciò che accade, è stato studiato con i corpi esposti alla « galleria del vento »: analogamente, l'onda d'urto del vento solare, deve deformare il campo, dandogli la forma a « goccia di sego »; tra il fronte d'urto e la regione interna si forma un « cuscinetto » che nel caso in discussione, limita la « Magnetosfera ». Si hanno fondati motivi per ritenere che il limite del

bulbo della goccia, definita magnetosfera, sia circa 70 mila chilometri dalla superficie della Terra, in direzione del Sole. La appendice opposta della « goccia » si prolungherebbe nello spazio per almeno 800 mila chilometri. Quindi, a causa del « vento solare », il campo magnetico terrestre sarebbe deformato e compresso dal lato illuminato della Terra, mentre si estenderebbe con lunghissima propaggine, dal lato oscuro.

I protoni e gli elettroni trascinati dal « vento » sono costretti a seguire le linee di forza del campo; fino a che questo è intenso, restano fuori della Magnetosfera, poi si precipitano all'interno, dal lato dell'appendice.

Le aurore e loro effetti sulla radiopropagazione.

Alle particelle precipitate entro la magnetosfera, si deve la ionizzazione permanente della ionosfera alle latitudini alte, dove il contributo delle radiazioni solari dirette (raggi U.V.) è debole. Durante la notte polare, sono le aurore boreali che provvedono a mantenere la « carica » nell'alta atmosfera. La parte visibile dell'Aurora si deve al fatto che quando un elettrone passa vicino ad una molecola di gas, cede a questa una carica, per induzione elettrostatica; la molecola, a sua volta, libera l'eccedenza di carica elettrica, sotto forma d'energia luminosa. I fenomeni di rifrazione delle Onde E.M. causati dalle cortine aurorali, si debbono invece, alla fine del viaggio degli elettroni precipitati nelle zone dell'alta atmosfera, dove essi si concentrano e danno luogo a campi elettrici intensi, in grado di rifrangere e riflettere le onde E.M.; pertanto le zone di aurora visibile e quelle di « radio aurora » generalmente non coincidono. La cortina si comporta come uno specchio rugoso, i segnali sono distorti e fluttuanti.

Tempeste magnetiche.

Le tempeste sono pure causate da sciami di particelle che entrano nella magnetosfera, per la via prima descritta, pertanto sono strettamente connesse col fenomeno delle Aurore più appariscenti, anche perché, quando si creano le condizioni per una tempesta, le aurore si spingono più a sud delle latitudini in cui hanno luogo abitualmente.

Le tempeste hanno due origini:
— sono il risultato diretto di eruzioni solari oppure,
— sono di tipo indotto;

in ambo i casi sono da attribuirsi al rinforzo del « vento solare » dopo una eruzione. Come prima conseguenza si ha un indebolimento del campo magnetico terrestre (bussole impazzite); l'aumento del vento solare che investe la magnetosfera, fa mutare l'intensità e la direzione del campo terrestre e, fra l'altro, provoca la precipitazione di particelle normalmente intrappolate nelle fasce di Van Allen. Più tardi, durante lo sviluppo della tempesta, le particelle in arrivo che entrano dall'appendice della Magnetosfera, rimpinguano le fasce di Van Allen.

Si hanno così, fenomeni diretti ed indiretti.

Le tempeste indotte si manifestano dopo 27-31 giorni: il sole ruota intorno al suo asse, se l'eruzione in un punto della corona perdura, quando questo settore di vento più intenso si ripresenta dal lato della Terra, si ha un'altra percussione maggiore, sul fronte d'urto della magnetosfera.

Sintesi degli effetti della ionosfera.

— Assorbimento dell'energia - ossia attenuazione delle frequenze più basse delle HF - specialmente nelle ore di luce.

— Rifrazione - il cui indice diminuisce al crescere delle frequenze HF.

Tali effetti sono essenzialmente dovuti agli elettroni liberi, e dipendono dalla distribuzione della densità elettronica. Questa infatti non è uniforme nella regione ionizzata, ma varia con l'altezza, formando una successione di « strati » di relativamente forte ionizzazione, alternati ad altri poco ionizzati.

Detti strati si distribuiscono in modo diverso, secondo le variazioni della intensità della illuminazione solare.

Definizione di onda ionosferica.

L'onda ionosferica si riferisce all'energia che si propaga nello spazio sfruttando la ionosfera, che ha la capacità, in particolari condizioni, di rifrangere le onde elettromagnetiche verso terra. E' uno dei mezzi di propagazione notturna delle onde medie ed il mezzo preferenziale di propagazione dell'energia nella gamma delle onde decametriche (3÷30 MHz) per le quali l'onda superficiale si attenua così rapidamente, da non avere alcuna importanza se non per collegamenti a brevissime distanze.

Effetto della ionosfera su un treno d'onde.

L'effetto complessivo della ionosfera è quello di incurvare il percorso dell'onda dalle regioni di maggiore densità elettronica a quelle di minore densità.

Quando la ionizzazione cresce con l'altezza, la inflessione tende a piegare verso il basso i raggi emessi verso l'alto, sino a provocare il ritorno a terra del raggio propagato. L'entità di questo effetto cresce con l'ampiezza e la velocità media degli elettroni vibranti, cioè l'inflessione è tanto più accentuata quanto più bassa è la frequenza dell'onda che si propaga.

Effetto del campo magnetico terrestre.

Il campo magnetico terrestre esercita una forza deflettente sugli elettroni in movimento, e tale da far loro eseguire dei percorsi ellittici; ne consegue che l'energia reirradiata dagli elettroni vibranti, ha pure una componente polarizzata a 90°, rispetto a quella dell'onda incidente.

Quindi un'onda, dopo aver attraversato una regione ionizzata, avrà componenti polarizzate verticalmente ed orizzontalmente, indipendentemente dalla polarizzazione dell'onda irradiata dal trasmettitore.

Il campo magnetico produce altri fenomeni, in realtà alquanto complessi (doppia rifrazione), ma essenzialmente essi si risolvono in un supplementare assorbimento di energia, specialmente sentito per le onde prossime ad una particolare frequenza di circa 1,4 MHz, denominata frequenza giromagnetica, per la quale l'attenuazione è massima.

Assorbimento e attenuazione nella ionosfera.

La ionosfera assorbe energia dell'onda passante, come conseguenza della collisione tra gli elettroni vibranti e le molecole del gas presenti nella ionosfera. La quantità di energia così assorbita, dipende dalla pressione del gas e della velocità che l'elettrone acquista nella sua vibrazione.

In conclusione, l'attenuazione che una radio onda subisce per effetto della ionosfera, avviene in gran parte dove l'onda entra ed esce dallo strato ionizzato, dove cioè la pressione atmosferica del gas è più grande; inoltre l'attenuazione diminuisce coll'aumentare della frequenza.

Frequenza critica.

Chiamasi frequenza critica la frequenza più elevata che, incidendo la ionosfera verticalmente, ritorna a terra; è questa, la grandezza che viene misurata per calcolare la densità elettronica di uno strato ionosferico.

In relazione a quanto precede, si possono prevedere i percorsi nella ionosfera dei vari raggi emessi da una antenna trasmittente, in particolare:

a) se la frequenza dell'onda trasmessa è inferiore alla frequenza critica, tutti i raggi emessi (compresi quelli verticali) vengono riflessi a terra.

b) se la frequenza è superiore a quella critica, i raggi che entrano nella regione ionizzata con incidenza verticale o prossima alla verticale « bucano » la regione ionizzata con il risultato che il primo raggio riflesso raggiunge la terra ad una certa distanza dal trasmettitore, detta distanza crea la zona di silenzio e la frequenza dell'onda chiamasi massima frequenza usabile (MFU) per quella distanza.

M.F.U. - Massima Frequenza Utile.

Per una data distanza di collegamento e per una determinata condizioni ionosferica esiste in ogni momento, una grandezza caratteristica che è stata denominata Massima Frequenza Usabile (M.F.U.); essa dipende dalle condizioni ionosferiche (di solito quelle dello strato F_2) e della distanza fra le due stazioni corrispondenti.

Il fatto che una frequenza maggiore non arriverebbe a destinazione (perché in tal caso il ricevitore sarebbe compreso nella zona di silenzio), non implica però che tutte le frequenze minori arrivino. Affinché ciò si verifichi, è necessario che la potenza della trasmissione sia sufficiente per coprire l'attenuazione del segnale, determinata dal rumore e dall'assorbimento della ionosfera, assorbimento quest'ultimo che, cresce col diminuire della frequenza.

Relazioni tra frequenza critica e MFU.

La frequenza critica è la più alta frequenza ad incidenza verticale, riflessa dalla ionosfera. La MFU è la frequenza più elevata impiegabile per collegamenti ad una certa distanza. La relazione fra le due, dipende principalmente dall'altezza dello strato riflettente e dal percorso.

Per le distanze copribili con un solo « salto »: 2000 km via strato E; 4000 km via strato F_2. La MFU è uguale alla frequenza critica moltiplicata per 5, nel caso della F_2. Tali fattori si riducono per distanze minori e sono puramente indicativi.

Relazioni tra MFU e frequenza ottima.

La frequenza ottima per un dato collegamento radio, è minore della massima frequenza usabile, ma inferiore solo di quel margine di sicurezza che la pratica e i dati statistici raccomandano, per tener conto di quelle variazioni non prevedibili delle condizioni della ionosfera. Essa viene denominata Frequenza Ottima di Lavoro (F.O.L.) e vale in genere, l'85% delle M.F.U. Una frequenza maggiore porterebbe nella zona di silenzio rendendo impossibile il collegamento, mentre una frequenza molto minore sarebbe soggetta ad una maggiore attenuazione per assorbimento.

La Frequenza Ottima aumenta con la distanza del collegamento e con la frequenza critica, cioè con la densità elettronica; quest'ultima è considerevolmente più grande di giorno che di notte, varia con la stagione e con il ciclo dell'attività solare. La distanza di salto di una HF dipende quindi, dalla frequenza e dallo stato della ionosfera.

Caratteristiche degli strati ionizzati.

Durante il giorno si identificano tre strati caratterizzati da tre massimi distinti, di densità elettronica crescente (figura 224) che vengono denominati: strato E, F_1, F_2; in aggiunta, sotto lo strato E, vi è una regione di relativamente bassa densità elettronica denominata strato D, il cui massimo non è ben definito, ma che provoca i maggiori assorbimenti.

Durante la notte lo strato F_1 tende a scomparire mentre lo strato F_2 si abbassa come indicato nella fig. 224 A.

Questi strati sono individuati da grandezze misurabili:

— densità elettronica massima dello strato, che ne caratterizza la frequenza critica;
— altezza virtuale, che è approssimativamente l'altezza della massima densità elettronica dello strato.

Queste grandezze non sono costanti ma, oltre che con la latitudine, hanno variazioni:

— giornaliere: maggiori di giorno che di notte;
— stagionali: maggiori in estate che in inverno;
— annuali: aumentano con l'attività delle macchie solari.

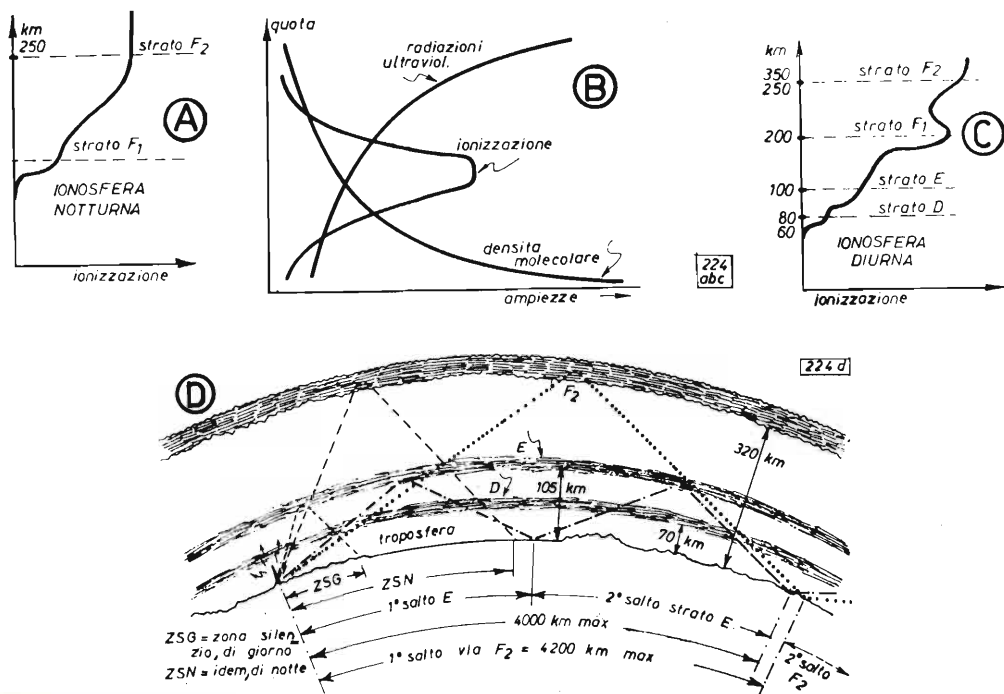



Fig. 224

Strato D.

Altezza dai 50 ai 90 km diurno. La apprezzabile densità molecolare facilita la ricombinazione degli ioni con gli elettroni liberi, appena scompare la sorgente ionizzante, ossia le radiazioni solari.

Per le onde corte, la rifrazione diurna di questo strato è trascurabile, l'assorbimento, invece è notevole, nella parte più bassa delle HF.

Per questo motivo, sui percorsi illuminati dal sole, la propagazione è favorevole solo per le gamme più alte: purché naturalmente, le condizioni degli strati superiori siano tali da provocare la riflessione al suolo.

Strato E.

Altezza dai 90 ai 140 km - essenzialmente diurno.

L'altezza dello strato E varia con la stagione, ma è costante per le varie ore di luce. Essendo la possibilità di ricombinazione degli ioni con gli elettroni ancora grande, la densità di ionizzazione segue da vicino l'andamento del sole sopra l'orizzonte.

Si presta alla rifrazione e quindi riflessione dalle HF, anche per le gamme più alte, però dà luogo ad assorbimento nelle gamme basse.

Strato F.

Lo strato F è presente durante tutte le ore, ad un'altezza variabile dai 140 km in su. Poiché si distingue nettamente in due zone, lo strato più basso, fino ai 200 km viene designato F_1 e l'altro dai 250 in su: F_2.

La frequenza critica relativa allo F_1, valutata verticalmente rispetto ad un punto della superficie terrestre, è strettamente connessa alla posizione del sole, rispetto al punto considerato; così come per gli strati D, E.

Nelle ore notturne lo strato F_1 si annulla, rimane lo strato F_2 il quale non ha notevoli variazioni, dal giorno alla notte.

Lo strato F_2 ha la più alta densità di ionizzazione, rispetto a tutti gli altri strati (eccetto lo E sporadico).

Durante la notte, l'altezza media dello F_2 è compresa fra 140 e 250 km, in tutte le stagioni.

Durante il giorno l'altezza va dai 250 ai 300 km, e tende ad abbassarsi nei giorni invernali.

La densità di ionizzazione dello F_2 varia da un giorno all'altro, vi è inoltre un sensibile ritardo nel tempo, fra la max radiazione solare e la densità di ionizzazione, infatti la massima densità si riscontra nel tardo pomeriggio; decresce lentamente durante la notte, ma non si annulla mai. Questo comportamento si deve alla bassa velocità di ricombinazione degli ioni con gli elettroni, a causa della rarefazione dei gas.

Lo strato F_2 è fortemente influenzato dalle particelle cariche proiettate dal sole. Tali particelle, convogliate dal campo magnetico nelle zone aurorali, fanno sì che la densità di ionizzazione dell'F_2 a parità di altre condizioni: tempo, ora, latitudine, varii con la longitudine.

Invero i più alti valori di f_{crit} non si riscontrano all'Equatore, ma a circa 20° dall'equatore geomagntico.

La densità di ionizzazione varia grandemente coll'attività solare undecennale: le massime frequenze usabili, si riscontrano in coincidenza della massima attività: nel biennio 1957-58, si ebbero ad esempio f_{crit} eccezionalmente alte.

Le frequenze critiche salgono e scendono anche secondo cicli stagionali e mensili. Le MFU F_2 più alte si riscontrano nel periodo fra i due equinozi, ossia da marzo a settembre: mentre nelle ore centrali della giornata si hanno buone aperture nelle gamme 21 e 28 MHz, nelle ore notturne e di primo mattino si hanno le portate maggiori sui 14 MHz.

Nei giorni invernali, da ottobre a marzo, si hanno delle MFU F_2 abbastanza alte nelle ore diurne, ma di notte spesso, anche la gamma 14 MHz è chiusa.

Nelle zone equatoriali, le condizioni dell'F_2 non hanno marcate variazioni stagionali.

Si hanno anche, delle moderate variazioni mensili, con un ciclo di 27 giorni, corrispondenti al periodo di rotazione del sole intorno al suo asse.

Un picco è seguito da un rapido calo della MFU, poi la frequenza comincia a risalire lentamente. Questo andamento ciclico permette di prevedere la ripetizione di condizioni eccezionalmente buone, dopo 4 settimane da quando si sono manifestate.

Influenza delle macchie solari sulle condizioni dello strato F_2.

L'esperienza ha provato che la f_{crit} e di conseguenza la MFU salgono al crescere del numero delle macchie solari. Poiché la ionizzazione dello F_2 è un fenomeno cumulativo, lo strato si carica, un giorno dopo l'altro, come un accumulatore e, quando l'attività solare è intensa, la ionizzazione raggiunge valori molto alti.

Nel precedente ciclo undecennale il XIX si ebbe un numero di macchie solari che, per un breve periodo, raggiunse le 200, ma rimase per oltre tre anni oltre le 150 macchie; questo diede luogo a propagazioni eccezionali non solo sui 28 MHz, ma anche cui 50 MHz. Ottime condizioni sulle gamme più alte si manifestano quando le macchie sono non meno di 120.

Nel ciclo attuale, il XX, non si prevedono medie al di sopra delle 100 macchie.

Quando il sole va verso la massima attività, ossia grosso modo ogni undici anni, i collegamenti a lunga distanza di giorno hanno luogo su 14, 21, 28 MHz; quelli a distanza minore, su 7 e 3,5 MHz.

Di notte i 14 e 7 MHz sono impiegati per lunghe distanze, i 3,5 MHz per le intermedie.

Dopo 5-6 anni dal picco, il sole ha la minima attività, i collegamenti a distanza minore avvengono, di giorno, su 3,5 e 7 MHz. Quelli diurni a grande distanza, su 21 e 14 MHz.

I collegamenti notturni a lunga distan-

za avvengono su 7 e 14 MHz, quelli a distanza intermedia su 3,5 MHz.

Conteggio delle macchie solari e previsioni.

Le previsioni, emanate con tre mesi di anticipo, si basano su dati statistici. Il conteggio giornaliero delle macchie fornisce i dati per la media mensile. Le medie di tredici mesi sono utilizzate per una media generale annua. Basandosi sull'esperienza, gli astronomi emettono previsioni sulle macchie avvenire, con sei mesi di anticipo. Da questi dati, vengono ricavate le previsioni trimestrali sulle MFU, che hanno ovviamente, un valore orientativo. Esse, basate sulle previsioni delle macchie, sono una combinazione di passato-presente e futuro, di un certo interesse pratico.

Tempeste, disturbi della ionosfera e propagazione eccezionale.

Spesso quando la carica dello F_2 continua a crescere, si ha improvvisamente come un « corto circuito » originato da una eruzione solare e conseguente tempesta magnetica: che segue l'eruzione solare in un periodo compreso fra le dodici e le 24 ore. Dapprima la temperatura dello strato aumenta, poi, via via che le particelle eruttate dal sole si avvicinano, la propagazione della parte più bassa delle HF diviene sempre più disturbata. Fenomeni giromagnetici notevoli si manifestano nella F_2, che pulsa violentemente: il risultato che si avverte è il fading con rapida fluttuazione per i segnali HF, specie per quelli che hanno seguito la via Nord Atlantico e sono passati più vicino al polo nord magnetico.

Rispetto alla normalità, il processo di ionizzazione dello F_2 è degradato, fino a quando la perturbazione è in atto. poi, dopo 48 o più ore burrascose, il processo di ionizzazione riprende e generalmente, riparte dai valori riscontrati prima dell'inizio della perturbazione.

Sarebbe però un errore, credere che la perturbazione abbia solo lati negativi: la eruzione solare e la tempesta magnetica, portano spesso ad aperture nella propagazione delle frequenze più alte, con eccezionali collegamenti, specie in telegrafia Morse, con banda passante dal ricevitore di 500 Hz.

Disturbi ionosferici originati da eruzioni solari, possono elevare anche per una decina di giorni, la MFU al di sopra dei 40 MHz, per corti percorsi; naturalmente, essendo elevato il rumore atmosferico, in questi periodi, le possibilità di DX sono limitate alle gamme più alte, ed ai ricevitori più selettivi.

Lo « E » sporadico.

Nei mesi di Giugno, Luglio, Agosto può verificarsi, con una certa frequenza, la formazione di aree sporadiche di forte ionizzazione alla quota di 100 km circa, sulle quali si possono rifrangere, raggi radenti di segnali che qualche volta sono di 144 MHz.

Studi statistici indicano che tale ionizzazione sporadica ha più probabilità di verificarsi negli anni di scarsa attività solare.

Le cause della formazione di queste grandi nubi piuttosto sottili, con diametri da 80 a 200 km sono tuttora sconosciute, però sappiamo che la ionizzazione E sporadica, si verifica con maggiore intensità e più frequentemente presso le zone delle aurore boreali e presso l'equatore. Alle latitudini intermedie, come l'Europa, si hanno le maggiori probabilità nella tarda primavera, nei mesi estivi ed in dicembre. I momenti della giornata più propizi sono il tardo mattino e verso il tramonto.

In un anno di sole quieto, alle latitudini medie, nella gamma 28 MHz, si sono avute le seguenti medie:

Ore di apertura mensile via E sporadico:

Dicembre 30 ore; Maggio 50 ore;

Giugno 300 ore; Luglio 250 ore;

Agosto 150 ore.

Media di un anno riferita alle ore del giorno:

mezzanotte	30 ore di apertura
0400	25 » » »
dalle 08 alle 12	70 » » »
dalle 18 alle 20	50 » » »

Si è rilevato che le nubi dello E sporadico sono talora soggette a rapidi spostamenti in direzione Ovest, Nord-Ovest, a velocità anche di 300 km/h; il movimento sarebbe dovuto a venti che si ritiene sconvolgano la ionosfera. A causa di questi spostamenti, le aree di ricezione possono cambiare in breve tempo: segnali fortissimi possono scomparire di colpo, ovvero apparire in una banda, fino a pochi minuti prima silenziosa.

Poiché lo E sporadico si presenta in determinate ore, e maggiormente quando il sole è sopra l'orizzonte, si ha ragione di ritenere che i raggi UV del sole siano una delle cause determinanti, alle latitudini medie.

Nelle regioni polari, dove si verifica con maggior frequenza di notte, il motivo dovrebbe esser connesso al meccanismo delle aurore.

Certo è che la formazione è determinata da alcune cause propizie, di origine geofisica: movimenti di masse d'aria, variazioni di pressione ecc. che probabilmente creano le condizioni per il formarsi della nube ionizzata.

Propagazione via « E sporadico ».

Le nubi ionizzate a 100 km, permettono un salto massimo, per raggio radente di 2000 Km, il massimo coefficiente, per raggio radente, è a 6, sebbene le medie normali siano 5.

Poiché l'incidenza verticale dà frequenze critiche normalmente minori di 15 MHz, le massime probabilità si hanno fino a 28 MHz. Nel 3% dei casi la f_{crit} è maggiore di 15 MHz ed allora si hanno anche più frequentemente le ricezioni eccezionali di programmi TV fino a 80 MHz. La f_{crit} di 25 MHz (0,1%) può dar luogo ad aperture straordinarie sui 144 MHz, come diverse volte si è registrato in USA.

In periodi di cattiva propagazione via F_2, le aperture in un raggio di 2000 km, via E sporadico, sono molto interessanti per i 21 e 28 MHz. Fra l'altro, con potenze relativamente piccole, si hanno fortissime ricezioni, le nubi infatti si comportano quasi come un vero specchio.

Propagazione delle onde corte.

La propagazione delle onde corte avviene quasi esclusivamente per mezzo della rifrazione ionosferica.

Infatti al crescere della frequenza l'onda terrestre subisce una attenuazione sempre maggiore, sì che a pochi chilometri dal trasmettitore, non è più ricevibile.

L'onda che ha abbandonato l'antenna sotto un certo angolo rispetto all'orizzonte, incontrando gli strati ionizzati, penetra in essi e subisce una incurvatura più o meno notevole che le permette di tornare sulla superficie terrestre a distanze più o meno grandi.

Poichè i salti successivi sono numerosi e l'attenuazione delle frequenze più alte della HF è relativamente lieve, si spiega così come sia possibile coprire distanze grandissime anche con potenze modeste.

Naturalmente le migliori possibilità si hanno sui 28, 21 e 15 MHz, dove alla minor attenuazione, si unisce il minor rumore atmosferico.

Come varia, con la distanza, il campo generato da una stazione radio?

Nel caso di propagazione in via diretta (spaziale) pura, l'intensità di campo si attenua proporzionalmente al quadrato della distanza, secondo le leggi dell'ottica.

Nel caso di propagazione per onda terrestre, molta energia viene assorbita dal terreno, in funzione della frequenza, e quindi il campo si attenua molto più rapidamente, rispetto al quadrato della distanza.

Nel caso della propagazione ionosferica, vi è perdita di energia per assorbimento ad ogni salto, specie negli strati D ed E e nella riflessione da parte del terreno. In questo tipo di propagazione quindi, l'attenuazione dipende anche dal percorso, per-

ché, se illuminati dal sole, gli strati D ed E hanno assorbimento forte. In più, se i punti di riflessione sono costituiti da terra invece di mare, l'assorbimento è maggiore e dipende dalla natura del terreno. Quindi i percorsi notturni e sul mare danno il minimo assorbimento e DX migliori.

Collegamenti diurni nel territorio nazionale.

Le HF nella banda 14 MHz e oltre, hanno zone di silenzio, primo salto, maggiori di 400 Km.

La gamma dei 7 MHz offre le maggiori possibilità di collegamento diurno a breve e media distanza.

L'assorbimento degli strati D-E è alto, nelle ore di luce, nella gamma 3,5 MHz, quindi i raggi riflessi a media distanza, cadono probabilmente sotto la soglia del rumore ionosferico, che è più alto in questa gamma, che nelle altre HF.

Qual' è la massima distanza copribile con una determinata frequenza in onde corte.

E' molto aleatoria determinarla a priori, perché vari sono i fattori che la determinano:

1) le condizioni della ionosfera: i meriggi estivi sono quelli in cui, di norma, avvengono i salti più brevi, le notti invernali quelle in cui il salto è più lungo.

Ciò perché, rimanendo invariata la frequenza, varia la densità della ionizzazione ad altezze diverse.

2) La frequenza: per una data densità di ionizzazione, il grado di rifrazione diminuisce al crescere della frequenza.

In linea di massima, la frequenza di 7 MHz consente buoni collegamenti in tutto il territorio nazionale durante le ore diurne. Nelle notti invernali nella stessa gamma di frequenza si possono effettuare ottimi collegamenti transatlantici. La frequenza di 14 MHz consente di giorno, collegamenti con tutta l'Europa e col bacino del Mediterraneo; di notte e nelle prime ore del mattino collegamenti transcontinentali, fino agli antipodi.

Nelle notti invernali può accadere che la gamma dei 14 MHz sia muta perché dato il basso indice di rifrazione, le onde incontrando strati ionizzati di bassa densità, subiscono un'incurvatura così lieve da cadere fuori della circonferenza terrestre. La gamma dei 28 MHz a causa del bassissimo indice di rifrazione, che per la frequenza di 30 MHz è molto vicino a uno: consente quasi esclusivamente collegamenti transcontinentali via F_2 ovvero i 200 km via E sporadico.

Che cos' è la zona di silenzio?

E' quella zona compresa fra il punto in cui non è più ricevibile l'onda terrestre ed il punto in cui si comincia a captare l'onda ionosferica.

Essa dipende dalle condizioni della ionosfera e dalla frequenza. La vastità di questa zona di silenzio come è evidente, varia con la stagione e con le diverse ore del giorno o della notte.

Nei meriggi estivi, per la frequenza di 7 MHz, spesso non vi è zona di silenzio, ma in certe posizioni si riscontra un'affievolimento più o meno marcato e che si deve al sovrapporsi dell'onda ionosferica a quella terrestre.

La zona di silenzio è caratteristica delle onde corte o decametriche.

L'esistenza di una zona di silenzio attorno alla stazione emittente è una caratteristica delle onde decametriche. Ciò è proprio dovuto al fatto che per tali onde la propagazione terrestre svanisce rapidamente entro pochi chilometri dal trasmettitore, mentre quella ionosferica, come si è visto, viene rivelata solo ad una certa distanza dall'emittente.

Realmente, nella zona di silenzio, talora si notano dei segnali più o meno deboli di provenienza irregolare, ma ciò si deve ritenere una eccezione anzichè una norma, dovuta specialmente allo E sporadico.

La zona di silenzio si allarga al crescere della frequenza.

Aumentando la frequenza, cresce la zona di silenzio perchè solo quelle onde che entrano nello strato con incidenza relativamente più radente, vengono riflesse a terra.

Angoli d'irradiazione ottimi.

Gli angoli di radiazione che consentono all'onda ionosferica di tornare sulla terra sono più o meno grandi a seconda della frequenza.

Per i 7 MHz l'angolo massimo sembra essere 45°.

Per i 14 MHz esso si aggira sui 20°, mentre per i 28 MHz non è maggiore di 10°.

Ciò significa che nella gamma dei 28 MHz tutta l'energia irradiata con un angolo maggiore di 10° non può essere utilizzato per il collegamento, in quanto non torna sulla terra.

Per i 14 - 21 - 28 MHz, le antenne direttive e le antenne verticali $\lambda/2$ sono le migliori perché hanno piccoli angoli d'irradiazione. Dalle figg. 217 E - 218 B, si rileva però, che per angoli verticali di irradiazione di 5°, la potenza effettivamente trasmessa è circa 1/4 di quella applicata all'antenna. Invece i 3/4 della R.F. abbandona l'antenna con angoli troppo alti, per il DX sui 28 MHz.

Grafici per la scelta della frequenza ottima di lavoro.

La determinazione della Frequenza Ottima di Lavoro da impiegare per ogni collegamento e per ogni epoca, viene fatta con l'ausilio dei grafici mensili di previsione della propagazione ionosferica. Ogni grafico comprende le curve della Massima Frequenza Usabile (M.F.U.) e della Frequenza Ottima di Lavoro (F.O.L.).

La Massima Frequenza Usabile relativa alla distanza di zero km (zero MFU_2) corrisponde alla frequenza critica.

Si deve qui mettere in evidenza che non è possibile, con l'ausilio di tali grafici, predire con certezza matematica quale frequenza darà la sicurezza del collegamento tra due località.

Verifica delle previsioni.

In tutto il mondo operano numerose stazioni per lo studio della ionosfera. Le stazioni sono dotate di un'antenna che irradia segnali con fortissima componente verticale. Ogni ora il trasmettitore lancia treni d'onda a frequenze crescenti da 1,5 MHz in su. Dopo ogni impulso, la trasmissione cessa per il tempo necessario per ricevere l'eco dagli strati E ed F.

Il ricevitore capta i segnali eco e li presenta su uno schermo oscillografico, dove sono automaticamente fotografati.

Sebbene le previsioni e relative verifiche abbiano un discreto grado di incertezza, l'accumulo ed elaborazione dei dati statistici porta ad un affinamento del metodo, il cui grado di affidabilità cresce di anno in anno.

Propagazione delle onde lunghe.

La propagazione delle onde lunghe è caratterizzata da una lieve penetrazione nella ionosfera.

Da ciò ne risulta che le onde lunghe si propagano da un punto all'altro occupando lo spazio compreso tra le sfere concentriche rappresentate dalla superficie del globo e dai più bassi strati della ionosfera.

Le condizioni della ionosfera hanno delle variazioni giornaliere e delle variazioni stagionali; l'intensità dei segnali ad onda lunga provenienti da stazioni molto lontane risente, sia pur lievemente, delle variazioni ionosferiche e perciò si hanno delle differenze dal giorno alla notte. I segnali più intensi sono quelli ricevuti nelle notti invernali.

La maggiore componente del segnale ricevuto, si deve comunque, all'onda terrestre.

Propagazione delle onde medie.

Le onde elettromagnetiche irradiate da un'antenna trasmittente, si propagano nello spazio, ma una parte dell'energia che abbandona l'antenna sotto un'angolo molto basso, si propaga orizzontalmente al terreno (onda terrestre).

Mentre nelle onde lunghe, l'onda terrestre non subisce una ragguardevole attenuazione; per le onde medie tale attenuazione cresce abbastanza rapidamente allontanandosi dal trasmettitore.

D'altronde, l'onda, che penetra nella ionosfera, subisce una importante rifrazione, che le consente di tornare sulla terra, specialmente nelle ore serali e notturne.

Per questo motivo, trasmettitori potenti possono venire captati durante il giorno solo a poche centinaia di chilometri.

Dopo il tramonto, invece, è possibile la ricezione con forti segnali anche di stazioni più deboli e molto più lontane.

Questa ricezione è dovuta specialmente all'onda ionosferica.

Per certe frequenze e per certe distanze critiche, si ha una ricezione contemporanea, nelle ore serali, dell'onda terrestre e dell'onda ionosferica, queste, avendo seguito percorso di diversa lunghezza, raggiungono il ricevitore leggermente sfasate nel tempo.

Questa differenza di fase produce una evanescenza più o meno marcata, ma sempre sgradevole, che il controllo automatico di guadagno (CAG) dei ricevitori compensa solo parzialmente.